Circuitos y Sistemas Electrónicos

VOLUMEN IV

Sistemas y Circuitos Fundamentales de Radio

Basic Electronic Circuits and Systems

PUBLICACION DE PHILCO Ford CORPORATION • EDUCATION OPERATION

Circuitos y Sistemas

Electrónicos

ELECTRONIC CIRCUITS AND SYSTEMS

VOLUMEN IV

SISTEMAS Y CIRCUITOS FUNDAMENTALES DE RADIO
ELECTRONIC CIRCUITS AND SYSTEMS

I

VOLÚMENES DE ESTA COLECCIÓN:

FUNDAMENTOS DE ELECTRICIDAD Y ELECTRONICA

VOLUMEN I. Conceptos fundamentales y circuitos de C.A.

VOLUMEN II. Fundamentos y análisis de circuitos de C.A.

VOLUMEN III. Válvulas electrónicas y semiconductores

CIRCUITOS Y SISTEMAS ELECTRONICOS

VOLUMEN IV. Sistemas y circuitos fundamentales de radio

VOLUMEN V. Tecnología de los circuitos electrónicos avanzados

VOLUMEN VI. Tecnología de la electrónica industrial y de las microondas

Sistemas y Circuitos

Fundamentales de Radio

BASIC ELECTRONIC CIRCUITS AND SYSTEMS

por miembros de
Education Operations Department.

Editado por



PHILCO - FORD CORPORATION
Education Operations
UNION MEETIMG ROAD
BLUE BELL - PENNSYLVANIA 19422
1 9 7 0

Título del original en Inglés:
ELECTRONIC AND ELECTRICAL FUNDAMENTALS

Library of Congress Catalog Card Number: 59-15737.

EDICIONES EN INGLÉS

Primera edición	....	enero 1960
Segunda ,,	....	octubre 1961
Tercera ,,	....	julio 1962
Cuarta ,,	....	mayo 1964
Quinta ,,	....	agosto 1965

EDICIONES EN CASTELLANO

Primera edición	....	1962
Segunda ,,	....	1970

Traducido e impreso en la República Argentina por el INSTITUTO SUPERIOR DE ELECTRONICA S. A. I. C. - Tucumán 141 - Buenos Aires.

Prefacio

Este es el primero de una serie de tres volúmenes, sobre la materia *Circuitos y sistemas electrónicos*. La serie está dividida en las siguientes partes generales: circuitos básicos, aplicación de los circuitos básicos a las comunicaciones, circuitos avanzados, aplicaciones especiales de los circuitos avanzados y ejemplos de sistemas electrónicos típicos de uso generalizado. Este primer volumen abarca las dos primeras partes: circuitos básicos y su aplicación a las comunicaciones. Los otros dos volúmenes se refieren a las partes restantes.

La necesidad del estudio de los conceptos de circuitos y sistemas ha aumentado notablemente por la introducción de la electrónica en el programa de muchas escuelas superiores vocacionales y técnicas. Por consiguiente, estas series de textos fueron preparadas fundamentalmente para llenar esta necesidad.

Esta serie representa un esfuerzo cooperativo por parte de los miembros del Departamento Técnico de la Philco TechRep Division y es el resultado de una amplia experiencia en el campo de la enseñanza de electrónica para escuelas, industrias y Fuerzas Armadas. Esta experiencia en la enseñanza y el desarrollo de materiales para la misma, ha dado al Departamento Técnico el conocimiento de las ventajas comparativas de muchos métodos de entrenamiento y han posibilitado el empleo de esta clase de material en la forma más accesible.

La aplicación de las matemáticas a los principios de diseño de circuitos ha sido reducida al mínimo; sin embargo, se presentan ciertas fórmulas que proporcionan una correlación estrecha entre la teoría y la práctica, para ayudar al estudiante a resolver los problemas que se presentan en la práctica.

El orden y los métodos de presentación de los diversos tópicos son lógicos y directos y no plantearán problemas para las clases de las escuelas vocacionales superiores. En puntos adecuados del texto, se incluyen problemas ejemplificadores y al final de cada capítulo, cuestionarios de revisión y problemas.

Introducción

En la suposición que el estudiante ha adquirido un cabal conocimiento de los componentes electrónicos, disposiciones fundamentales de los circuitos y efectos de las tensiones alternas y continuas aplicadas, ahora está en condiciones de estudiar los circuitos básicos y su utilización para formar un sistema de comunicaciones. Este volumen, *Sistemas y Circuitos Fundamentales de Radio,* procura guiarlo en este estudio.

Este volumen muestra cómo, mediante el adecuado control de las constantes del circuito y la correcta selección y disposición de resistores, capacitores, inductores, válvulas y transistores, es posible diseñar varias clases de circuitos funcionales, tales como fuentes de alimentación de C.C., amplificadores y osciladores de audio y radiofrecuencia. También indica cómo estos circuitos, cuando están dispuestos correctamente y utilizados con transductores de energía sonora (micrófonos y parlantes), pueden transformarse en un sistema completo de comunicación para la transmisión y recepción de energía de RF portadora de una inteligencia. Se abarcan los principios de modulación de amplitud (MA) y modulación de frecuencia (MF).

Los circuitos desarrollados en este volumen se limitan a aquéllos diseñados para generar y manejar tensiones y corrientes sinusoidales. Las modificaciones necesarias para el manejo de formas de onda no sinusoidales se analizan en el volumen V de esta serie.

CAPITULO I

Circuitos y Sistemas de Radio

1-1 Introducción

La ciencia de las radiocomunicaciones ha evolucionado como resultado del constante esfuerzo del hombre para mejorar sus métodos de transferencia de información. Aunque el telégrafo y el teléfono representan un avance enorme en las comunicaciones, necesitan cables y, por lo tanto, no son adecuados para buques u otras instalaciones móviles. Hubo necesidad de un método de transferencia de información sobre largas distancias que no demandara el empleo de cables. Hoy en día, la radio es muy común y ha avanzado hasta una etapa en que proporciona un medio de comunicación elevadamente eficiente y confiable que, directa o indirectamente, afecta la vida diaria. La radio hogareña proporciona noticias y entretenimiento; la expedición por radio de medios de transporte, tales como taxis o camiones, produce un servicio más rápido y eficaz; los radioteléfonos hacen posible que la gente se comunique, casi desde cualquier lugar del mundo y las radiocomunicaciones son esenciales para el control del tránsito aéreo. Estos son solamente unos pocos ejemplos de cómo la radio llega a nuestra vida cotidiana.

1-2 DESARROLLO HISTÓRICO

La historia de la radio comienza en 1832, con la invención del telégrafo, por Samuel F. B. Morse. Éste encontró que los impulsos eléctricos de una batería podían enviarse a lo largo de un alambre, para accionar la armadura a resorte de un magneto en el otro extremo de la línea, produciendo un click audible. Mediante el empleo de un código predeterminado de puntos y rayas, conocido como *Código Morse,* podían transmitirse mensajes a través del alambre. Este fue un gran paso adelante en las comunicaciones a larga distancia, puesto que podían tenderse líneas de muchas millas y transferirse mensajes rápidamente sobre grandes distancias. Se hicieron grandes progresos y en 1866 se envió el primer mensaje a través de un cable tendido por el fondo del Océano Atlántico. Actualmente, el telégrafo ya es común y utilizable en cualquier lugar, y ha avanzado desde los viejos electroimanes hasta el moderno teletipo, que escribe automáticamente los mensajes.

El telégrafo aún requiere cables, una característica que lo hace inútil en muchas aplicaciones, tales como comunicaciones con buques y aeronaves. Muchos científicos experimentaron con el fenómeno conocido como *inducción electromagnética,* en un esfuerzo para desarrollar un sistema de transmisión sin cables. A comienzos de 1843, Joseph Henry tuvo éxito al magnetizar agujas a una distancia de más de 200 pies de una línea telegráfica (*) y, poco después, Thomas Edison inventaba un sistema con el cual podían captarse mensajes en un tren en movimiento, desde líneas telegráficas cercanas. En 1864 James C. Maxwell publicaba un análisis matemático que probaba, al menos teóricamente, la posibilidad de producir impulsos eléctricos que podían viajar por el espacio a la velocidad de la luz. Esta teoría y las fórmulas resultantes abrieron un nuevo camino a la investigación. Aunque muchos científicos intentaron demostrar experimentalmente la validez de las teorías de Maxwell, sólo en 1888 Heinrich Hertz tuvo éxito en la transmisión de la primera señal de radio. Su equipo fue bastante rudimentario, apenas dos aros de alambre en los lados opuestos de una habitación. Se aplicó una batería a uno de los aros, con una llave que permitía la formación de un arco. Cada vez que se producía un arco, se detectaba la corriente en el otro aro, indicando una transferencia de energía electromagnética. En 1896 Guglielmo Marconi desarrollaba el primer telégrafo práctico sin hilos, que operaba sobre una distancia de 2 millas. En 1898, el alcance se había extendido a 30 millas y en 1899 entró en funcionamiento un servicio regular de telegrafía inalámbrica a través del Canal de la Mancha.

En 1901, una señal originada en la estación de Marconi en Poldhu, Gales, se recibió en Saint Johns, Newfoundland, atravesando así el Océano Atlántico. En esta época, las señales eran producidas por transmisores de arco o chispa y los receptores eran electroimanes energizados por la débil señal recibida. Fueron necesarios muchos nuevos perfeccionamientos antes de que el equipo pudiera emplearse para transmisiones de señales de voz. El comienzo de la transmisión de la voz llega con la invención del teléfono, por Alexander Graham Bell, en 1876. Por el año 1877 estaba en uso una línea aérea de 2 millas de largo. El rudimentario equipo original ha sido depurado hasta el de hoy, con el empleo del discado directo a larga distancia, con el cual es posible desde un teléfono domiciliario y en pocos segundos, hablar a cualquier lugar del país, cargando directamente la llamada en la cuenta del usuario que la originó.

Muchas de estas comodidades no serían posibles sin la válvula electrónica, que aparece al comienzo de la radio moderna. En 1897 un físico inglés, Sir Joseph J. Thompson, descubrió el electrón y poco más tarde, el Dr. John A. Fleming inventó el dispositivo ahora conocido como "diodo". Esta "válvula" fue capaz de detectar las señales irradiadas, pero no de amplificarlas. Con esta idea, Lee de Forest, conocido como el fundador de la radio moderna, modificó el diodo, por la inserción de una pantalla de alambre entre los dos elementos del mismo, de modo de controlar el flujo de los electrones. Esta válvula, el *triodo* o, como se lo conoció originalmente, el *audión,* revolucionó las comunicaciones inalámbricas. Como resultado de su empleo se desarrollaron nuevos métodos de generación, amplificación y rectificación de señales eléctricas. En años posteriores se desarrollaron el tetrodo, el pentodo y muchas otras válvulas multielementos, cada una de las cuales aportó su contribución al campo de la electrónica, en rápida expansión.

Otro dispositivo que debe mencionarse es el detector a cristal. El receptor a cristal, con su cristal de galena y su bigote de gato movible fue un espectáculo corriente durante los primeros años de la radio. La válvula de vacío ha desplazado al cristal de las radiocomunicaciones, pero el cristal y otros dispositivos similares, conocidos como semiconductores, amenazan hoy con volverla anticuada.

Actualmente, la radiotelegrafía es el medio principal de comunicaciones a larga distancia para la transmisión de mensajes de rutina de miles de bu-

* 1 pie = 30,58 cm (N. del T.).

ques en alta mar, y la radio es en casi todos los hogares y automóviles, proveedora de noticias, música y otros entretenimientos, lo que se consigue con sólo girar una perilla. La extensión del rango utilizable de radiofrecuencias ha hecho posible en la actualidad comunicaciones con las aeronavès y sistemas de navegación y el desarrollo de sistemas de las microondas.

La radio en sí ha evolucionado desde el simple equipo a cristal con sus auriculares, pasando por el receptor de RFS (Radiofrecuencia sintonizada), hasta el receptor superheterodino. El equipo simple a cristal tenía un rango limitado de frecuencias y se lo sintonizaba por el método de prueba y error, mientras que un receptor moderno de aeronave puede sintonizarse automáticamente a cualquier frecuencia entre varios miles de ellas.

1-3 TÉRMINOS UTILIZADOS EN RADIO

Como ocurre con cualquier ciencia en constante expansión, los ingenieros en radio están creando constantemente palabras nuevas para explicar los nuevos adelantos. Así, cuando se pierde contacto con ellas, aun por períodos relativamente cortos, se hace difícil entender mucho del lenguaje utilizado. Aquí se darán algunos términos asociados con la radio y otros se irán introduciendo más adelante, a medida que se presente la necesidad.

Transmisión. El pasaje de las ondas de radio a través del espacio, entre las estaciones transmisora y receptora. La irradiación de energía electromagnética al espacio, mediante un dispositivo en la estación transmisora.

Recepción. La interceptación de la energía electromagnética irradiada en el espacio y su conversión a una forma utilizable.

Antena. Un dispositivo para irradiar la energía electromagnética desde un transmisor al espacio. Como se mencionó anteriormente, las ecuaciones de Maxwell formaron la base teórica de este fenómeno. En esencia, las corrientes alternas en la antena forman campos eléctricos y magnéticos en movimiento y que están en ángulos rectos entre sí. Las leyes fundamentales formuladas anteriormente indican que la dirección del movimiento de estos campos es perpendicular a ellos; los campos se mueven radialmente hacia afuera de un alambre recto.

Modulación. La sobreimpresión de una inteligencia sobre la energía de radiofrecuencia. Esto puede lograrse de diversas maneras. La energía de radiofrecuencia puede interrumpirse en una secuencia en código (OC), puede variarse en amplitud (modulación de amplitud) o en frecuencia (modulación de frecuencia), o puede transmitirse como una serie de pulsos que se codifican para transportar la información. Los pulsos pueden variarse en amplitud (modulación de amplitud de pulso), en tiempo (modulación de posición de pulso) o en duración (modulación de duración de pulso).

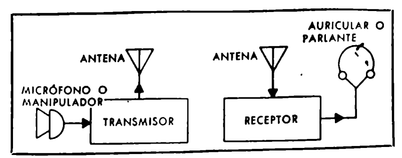


Figura 1-1. Sistema básico de radiocomunicaciones

1-4 SISTEMA BÁSICO DE RADIOCOMUNICACIONES

Quizá el más simple de todos los sistemas de radiocomunicación, es el que se ilustra en el diagrama en bloc de la figura 1-1. El transmisor contiene la fuente de energía de radiofrecuencias necesaria para transferir la información requerida. La información es sobreimpresa en la radiofrecuencia por el manipulador (para señales telegráficas) o por el micrófono (para señales de voz) y el conjunto de radiofrecuencia e inteligencia se irradia por la antena. En el receptor, otra antena intercepta una pequeña porción de esta energía irradiada y la introduce al mismo. El receptor amplifica entonces esta señal, hasta un nivel utilizable, le extrae la información sobreimpresa a la radiofrecuencia y la convierte a una forma útil. El auricular convierte los impulsos eléctricos en ondas sonoras audibles, que llevan la información hasta el oyente.

Estas consideraciones han sido supersimplificadas con toda intención para indicar el medio de comunicación, más que los dispositivos utilizados para lograrla. Muchos de estos dispositivos existen, cada cual con su propia función, y se usan diversos métodos para la sobreimpresión de inteligencia sobre la energía de radiofrecuencia. Cada uno de ellos será tratado con mayores detalles en las secciones posteriores.

Transmisores de radio

En esta sección se presentan diagramas en bloques simplificados de los dos tipos de transmisores de radio más comunes —el de ondas continuas o transmisor de OC (*) y el de amplitud modulada o transmisor de MA.

* También se suele utilizar (C-W) (N. del T.).

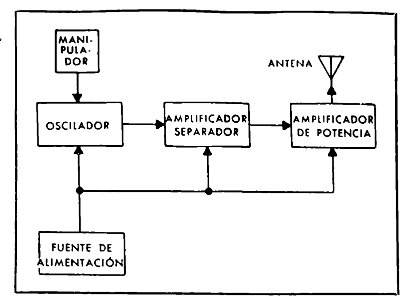


Figura 1-2. Un transmisor elemental de O.C. (C.W.)

El de OC es el tipo más simple de transmisor y se lo utiliza en la transmisión de mensajes radiotelegráficos, empleando un código predeterminado para representar las letras, los números y otras señales o símbolos. En la figura 1-2 se presenta un diagrama en bloques de este tipo de transmisor. El oscilador es un circuito electrónico que genera energía de radiofrecuencia en una frecuencia especificada, la cual es encendida o no, en una secuencia de código adecuada, mediante un manipulador. En muchos casos el oscilador contiene un circuito de sintonía para fijar la frecuencia básica del transmisor, al cual le sigue un amplificador intermedio que amplifica estos pulsos codificados de energía de RF. Además, el amplificador intermedio evita que los efectos de la variación de la carga del amplificador de potencia afecten la frecuencia del oscilador. La fuente de alimentación provee la energía de C.C. necesaria para operar el transmisor.

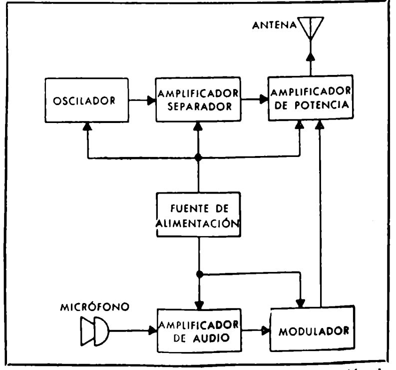


Figura 1-3. Un transmisor elemental de modulación de amplitud (MA)

El transmisor de MA mostrado en la figura 1-3, contiene los mismos componentes básicos, excepto el manipulador. En este transmisor, la modulación se obtiene variando la amplitud de la energía de radiofrecuencia. Como antes, el oscilador suministra la energía de RF en una frecuencia predeterminada, el amplificador intermedio la amplifica y aísla al oscilador, y la fuente de alimentación provee la energía de C.C. necesaria para operar el equipo. El sistema de modulación se integra con un micrófono, un amplificador de audio y un modulador. El micrófono convierte las ondas sonoras en señales eléctricas y el amplificador de audio las eleva hasta el nivel requerido por el modulador. El modulador es, fundamentalmente, un amplificador que contiene los componentes necesarios para aplicar estas señales al amplificador de potencia. La salida de RF del amplificador intermedio y las señales de AF del modulador se aplican al amplificador de potencia, el cual las combina de manera tal que la audiofrecuencia varíe la amplitud de la radiofrecuencia produciendo la modulación necesaria. Con la RF modulada se alimenta entonces a la antena, para su irradiación al espacio.

Existe una cantidad de transmisores de otros tipos, tales como los de MF y de pulsos, que son ampliaciones del campo de las comunicaciones.

Receptores de radio

Existe un gran número de tipos diferentes de receptores de radio. De todos éstos, solamente cuatro se tratarán aquí. Los receptores a cristal, superregenerativos y RFS son de interés, fundamentalmente, desde el punto de vista histórico, mientras que el superheterodino es, con mucho, el utilizado más ampliamente en la época presente.

En la figura 1-4, se da un diagrama en bloques de un receptor a cristal. Una porción de la energía electromagnética irradiada por la estación transmisora, es captada por la antena y convertida en corrientes eléctricas. El circuito de sintonía rechaza todas las señales que no son de la frecuencia deseada y el cristal de galena actúa como un detector

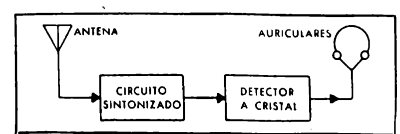


Figura 1-4. Un receptor elemental a cristal

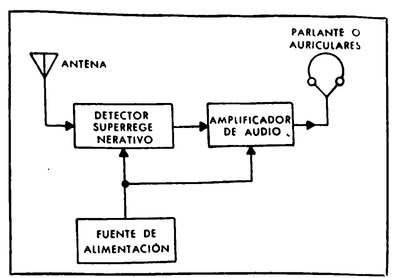


Figura 1-5. Un receptor superregenerativo

para extraer la señal moduladora. Ésta es entonces convertida en ondas sonoras por el auricular. Nótese que este receptor no requiere energía de alimentación, puesto que no contiene válvula u otros componentes que la necesiten y no se utilizan dispositivos de amplificación. Los receptores a cristal tales como éste, se consiguen fácilmente por unos pocos pesos.

El receptor superregenerativo ilustrado en la figura 1-5, emplea un detector especial que provee la selección de la frecuencia, su amplificación y la detección de la señal recibida en un solo circuito simple. La necesaria realimentación de un circuito como éste, se efectúa mediante un tipo especial de bobina, que incluye un arrollamiento con este fin. Aunque el detector superregenerativo da buenos resultados, debe operarse y ajustarse con cuidado, puesto que tiende a entrar en oscilaciones no controlables. La salida detectada se acopla a un amplificador de audio, el cual proporciona la potencia de señal necesaria para operar un parlante.

El receptor RFS (Radiofrecuencia sintonizada), fue popular durante muchos años por su simplicidad y facilidad de operación. En este receptor (figura 1-6) la señal de RF recibida se aplica a uno o más amplificadores de RF, cada uno de los cuales está sintonizado para dejar pasar solamente la frecuencia deseada. La señal de RF amplificada con su modulación se inyecta a un detector, que extrae la señal modulante. Ésta se amplifica en un amplificador de audio y se convierte en ondas sonoras en el parlante o los auriculares. Una fuente de alimentación provee la energía de C.C. requerida para la operación de las distintas partes del receptor.

El receptor superheterodino ilustrado en la figura 1-7, es el tipo utilizado más comúnmente. Proporciona excelente estabilidad, selectividad y sensibilidad y para numerosas aplicaciones es mu-

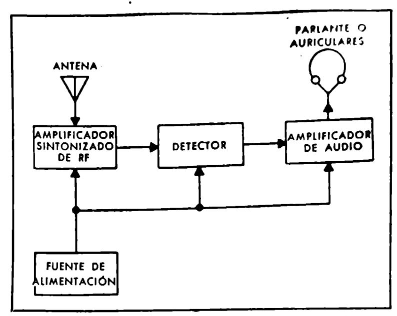


Figura 1-6. Un receptor de radiofrecuencia sintonizada (RFS)

cho más simple de lo que debería ser uno del tipo RFS. Por ejemplo, en muchos casos, es necesario tener un receptor de muy alta sensibilidad. En uno del tipo RFS requeriría tanto como seis o siete etapas sintonizadas. En el superheterodino, por otro lado, la mayor parte de la amplificación se efectúa en un punto de frecuencia intermedia fija y solamente deben sintonizarse tres etapas.

Como en todos los receptores, la antena intercepta una pequeña porción de la energía transmitida y la convierte en una señal eléctrica. Esta señal se amplifica en un amplificador de RF y se la envía al conversor. Aquí se la mezcla con la salida de un oscilador local, para producir una señal de una frecuencia más baja, que varía en amplitud conforme a la variación de amplitud de la señal de RF. El oscilador local es sintonizable y produce una salida de RF de amplitud constante. Su sintonía está acoplada a la del amplificador de RF para que la diferencia de frecuencia se mantenga constante. Por ejemplo, si el amplificador de RF se sintoniza a 1050 Kc/s (dentro de la banda de frecuencia de los receptores comunes para radiodifusión), el oscilador local deberá sintonizarse a la frecuencia de 1506 Kc/s. La diferencia entre las dos señales será entonces de 456 Kc/s. Si el enlace entre los dos elementos sintonizados se ajusta de tal modo que cuando el amplificador de RF se sintoniza a 756 Kc/s, el oscilador local es simultáneamente ajustado a 1212 Kc/s, entonces la frecuencia diferencia permanece en 456 Kc/s. Ésta es la característica de *arrastre* ("tracking") que distingue al receptor superheterodino.

Las dos señales (la de RF del amplificador y la del oscilador local), se mezclan en el conversor y su salida alimenta al amplificador de FI. Puede

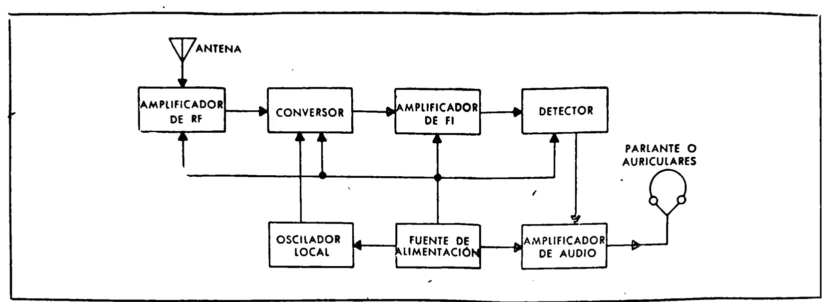


Figura 1-7. Un receptor superheterodino

demostrarse que cuando estas frecuencias están mezcladas correctamente, es posible obtener la frecuencia diferencia. La porción de entrada del amplificador de FI, se sintoniza entonces a esta frecuencia diferencia de 456 Kc/s fija. En la mayoría de los receptores familiares, la frecuencia diferencia es la mencionada. Como puede verse, sería posible utilizar muchos amplificadores de FI para aumentar la sensibilidad del receptor, sin necesidad de hacer sintonizable cada una de las secciones. La salida del amplificador de FI se aplica al detector, donde se separa la señal moduladora. Esta señal detectada alimenta a un amplificador de audio, que la amplifica hasta el nivel necesario para accionar el parlante. La fuente de alimentación provee la energía necesaria para el funcionamiento del receptor.

Existen muchos otros tipos de receptores para aplicaciones específicas; por ejemplo, transmisores de frecuencia modulada y los receptores especiales necesarios para la recepción de este tipo de señales. Muchos receptores militares obtienen sensibilidad y selectividad adicional, mediante el empleo de una doble heterodinación o acción de mezcla (una FI alta y una baja), y se han diseñado muchos circuitos especiales para aplicaciones específicas. El empleo de las técnicas de banda lateral única es otro ejemplo de las comunicaciones modernas, que permiten una creciente utilización del espectro de radiofrecuencia.

CAPITULO II

Análisis de Circuitos de Fuentes de Alimentación

2-1 Introducción

El objeto de la fuente de alimentación de cualquier equipo o sistema electrónico, es el de proveer las tensiones y corrientes de operación para las válvulas de vacío en él utilizadas. En los primeros tiempos de la radio, se utilizaban baterías como fuente principal de energía para los elementos de los tubos (filamentos, rejas y placas). Dada la necesidad de recargar las baterías en depósito y la vida relativamente corta de las pilas secas, es inconveniente e indeseable su empleo como fuentes de alimentación en la mayoría de las aplicaciones actuales. Sin embargo, en funciones tales como audífonos, proyectiles guiados, radios portátiles y equipos similares, donde no se dispone de energía de C.A., las baterías son la única solución.

En razón de la enorme variedad de tensiones y frecuencias de los generadores y la diversidad de los requerimientos de energía de los equipos electrónicos, las fuentes de alimentación se construyen en una gran cantidad de formas diferentes. La energía se convierte de C.A. en C.C. mediante una combinación de motor y generador, llamada comúnmente *convertidor rotativo.* La energía de C.C. de baja tensión puede convertirse en alta tensión, utilizando dinamotores (motor y generador de C.C.) o fuentes de alimentación a vibrador. Estas fuentes a vibrador se aplican extensamente en radios para automóviles. Las fuentes que utilizan rectificadores electrónicos (diodos a válvula de vacío o diodos semiconductores) para convertir la C.A. en C.C. se llaman *fuentes de alimentación electrónicas.* Cuando se dispone de energía de C.A., la mayoría de las fuentes de alimentación empleadas pertenecen a este tipo.

En la figura 2-1, se muestra un diagrama en bloques de una fuente de alimentación electrónica típica. Esta fuente se integra con un transformador de poder, un rectificador, un filtro y un divisor de tensión. Cada uno de estos componentes se fabrica en una amplia variedad de tipos, para responder a diversos requerimientos.

Las fuentes que entregan tensiones moderadas emplean generalmente un transformador único, que proporciona las diversas tensiones alternas necesarias por arrollamientos distintos, y que se denomina *transformador de poder.* Éste suministra la alta tensión alterna para las placas de la rectificadora, las bajas tensiones para el filamento de esta válvula y las demás que integran el equipo.

El empleo de un transformador de poder permite la elevación o reducción de la tensión alterna suministrada por la línea posibilitando así la obtención de cualquier tensión continua que se desee. Sin embargo, en algunos circuitos de fuentes de alimentación donde el peso y el costo son consideraciones importantes, el transformador puede omitirse y el rectificador se conecta directamente a la fuente de tensión alterna.

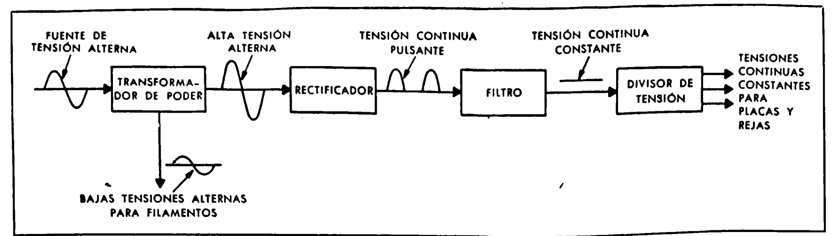


Figura 2-1. Diagrama en bloques de una típica fuente de alimentación electrónica

El objeto del rectificador en una fuente de alimentación electrónica, es convertir la tensión alterna de la línea, para que pueda aplicarse a las placas y rejas de las válvulas. La tensión continua producida por el rectificador tiene generalmente forma de pulsos. Esta tensión, llamada *continua pulsante*, se aplica a un circuito de filtro. En el filtro, estos pulsos son aplanados para producir una tensión constante. Esta tensión se aplica entonces a un circuito divisor de tensión, cuyo objeto es proporcionar los valores correctos para las placas y rejas de las distintas válvulas utilizadas en un equipo.

El tipo de fuente de alimentación electrónica utilizada para una aplicación particular (radio, receptor de TV, equipo de radar, etc.), depende de diversos factores, tales como los requerimientos de tensión y corriente exigidos por la carga, el grado de regulación de la tensión necesaria, el costo, el peso, etc. Sin embargo, cualquiera sea el tipo de fuente de alimentación electrónica utilizado para una aplicación particular, debe reunir los siguientes requerimientos básicos: la tensión para las placas y las rejas debe ser tan estable como sea posible, acercándose a la ideal; su regulación debe estar tan cerca del cero por ciento como sea practicable; y debe ser la correcta para el equipo que la utilizará.

2-2 PRINCIPIOS DE LA RECTIFICACIÓN

Rectificación empleando diodos semiconductores

Los principios fundamentales de la rectificación se ilustran en la figura 2-2. La tensión alterna cambia su polaridad periódicamente, como lo indica la forma de onda en B de la figura. En el punto A, la tensión aplicada comienza su ciclo y gradualmente se eleva hasta una amplitud positiva máxima, que se alcanza en el punto B. Entonces la tensión comienza a decrecer hasta alcanzar el cero en el punto C. Durante esta porción del ciclo, a la placa del diodo se le aplica un potencial positivo y su conducción se traduce en una corriente de placa. En el punto C, la tensión comienza su excursión negativa. La tensión alcanza su máxima amplitud negativa en el punto D y luego hasta cero en el punto E, para completar un ciclo. Durante esta porción negativa del mismo (desde el punto C hasta el E) queda aplicada una tensión negativa a la placa del diodo y, en consecuencia, no circula corriente. En razón de que hay corriente de placa únicamente durante una mitad del ciclo

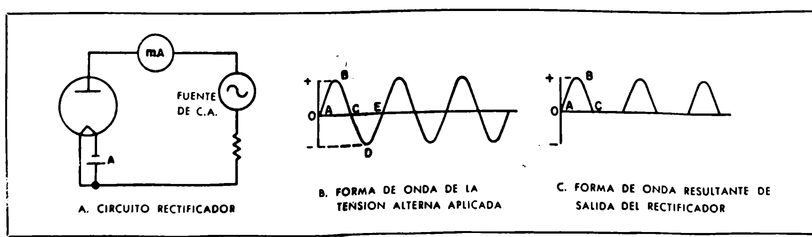


Figura 2-2. Circuito y formas de onda de un rectificador a válvula diodo con su fuente de C. A.

de la tensión alterna aplicada, se dice que ésta ha sido rectificada. El proceso se repite para cada ciclo subsiguiente de la C.A. aplicada. La forma de onda de salida resultante se muestra en C.

Los diodos rectificadores a válvula de vacío se caracterizan generalmente por la corriente máxima de placa, corriente media de carga y máxima tensión inversa. La corriente máxima de placa es el máximo valor instantáneo de corriente admisible a través del diodo. Está determinada por la estructura del cátodo y representa la magnitud de emisión máxima que éste puede suministrar durante la vida normal de la válvula.

La corriente media de carga es la corriente continua máxima admisible que la válvula puede entregar a la carga bajo condiciones de operación continua. El valor de la corriente media de carga es menor que la mitad de la corriente máxima de placa, puesto que esta corriente existe únicamente durante medio ciclo de C.A. de entrada.

La tensión inversa máxima de un rectificador es el valor máximo de tensión negativa que puede aplicarse entre su placa y cátodo, sin dañar la válvula. Durante la porción del ciclo de C.A. de entrada en que la placa es negativa con respecto al cátodo, no hay corriente a través del diodo. Por esta razón, la totalidad de la tensión alterna queda aplicada entre su placa y cátodo. Por lo tanto, en condiciones normales de funcionamiento, la tensión inversa máxima es igual al valor pico de la tensión alterna. La máxima tensión inversa está determinada realmente por la separación entre la placa y el cátodo y por la aislación eléctrica entre ambos electrodos de la válvula.

Rectificación empleando diodos semiconductores

Otro tipo común de rectificador (distinto del diodo a válvula de vacío), es el diodo semiconductor, más comúnmente llamado *rectificador metálico.** Los semiconductores ofrecen una resistencia a la corriente muy baja en una dirección (llamada *resistencia directa)* y muy alta en la dirección opuesta *(resistencia inversa).*

Cuando se lo utiliza como rectificador, el diodo semiconductor se conecta en serie, intercalado entre la fuente de tensión alterna y la carga. Debido a esta conexión en serie, hay corriente únicamente en el sentido directo (baja resistencia) del diodo. El valor elevado de la resistencia inversa del semiconductor, bloquea la corriente en esa dirección. De esta manera, en los diodos semiconductores, es evidente la característica de corriente unidireccional, necesaria para el funcionamiento de los rectificadores.

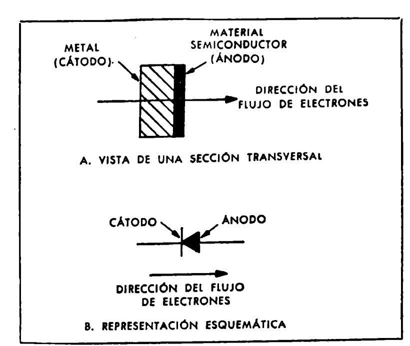


Figura 2-3. Diodo rectificador semiconductor

Las sustancias semiconductoras comúnmente empleadas como rectificadoras son: el óxido de cobre, el sulfuro de cobre, el silicio y el selenio. Aunque el germanio es también una buena sustancia semiconductora, no se utiliza para estas aplicaciones, porque su capacidad para manejar corrientes es limitada.

En la figura 2-3, se ilustra una sección transversal y el símbolo convencional de un diodo semiconductor. Véase en la parte A de esta figura que el diodo está formado por dos secciones —un metal conductor, llamado *cátodo* y la sustancia semiconductora, llamada *ánodo.* El conductor puede ser hierro, cobre, aluminio o una aleación metálica. La sustancia semiconductora puede ser alguna de las mencionadas anteriormente. Sin embargo, las usadas más generalmente en la construcción de diodos rectificadores son el óxido de cobre y el selenio.

La dirección de la corriente (flujo de los electrones) a través del diodo semiconductor, es del cátodo al ánodo. Nótese en la parte B de la figura 2-3, que esta dirección es opuesta a la indicada por la punta de flecha del símbolo esquemático del rectificador. Esta última (ánodo a cátodo) es el resultado del primitivo concepto de la dirección de la corriente. Este texto se basa en el concepto más reciente del flujo electrónico que es negativo (—) a positivo (+) en el circuito externo a la fuente de tensión.

En forma similar a los diodos rectificadores a válvula de vacío, los diodos semiconductores también se caracterizan por la corriente máxima de

* N. del T. — En castellano se lo llama generalmente "rectificador seco", pero no es el término más apropiado pues también es seco el diodo a válvula de vacío.

placa, corriente media de carga y máxima tensión inversa. Sin embargo, cuando se emplea este tipo de elemento rectificador, otra importante consideración es la temperatura de régimen. La cantidad de corriente que puede manejar sin riesgo un diodo semiconductor, depende del tipo de material con que está construido, de las medidas físicas (superficie) de cada celda y del método usado en la refrigeración del rectificador. La resistencia directa del material semiconductor disminuye cuando aumenta la superficie. La corriente que fluye a través del elemento rectificador genera calor debido a la oposición que le ofrece la resistencia directa. Cada tipo de diodo rectificador semiconductor tiene una temperatura de régimen que no debe ser superada. La temperatura del aire que rodea al elemento rectificador y el método de refrigeración del mismo, determinan el valor de corriente que elevará su temperatura hasta el valor de régimen. Disminuyendo la temperatura con refrigeración por aire forzado, los elementos rectificadores podrán operar con valores de corriente superiores. Un rectificador a diodo semiconductor tendrá una larga vida en servicio siempre que no se exceda la temperatura admisible o de régimen.

2-3 TIPOS DE CIRCUITOS RECTIFICADORES

Los circuitos rectificadores pueden clasificarse generalmente como rectificadores monofásicos o rectificadores polifásicos, dependiendo ello de la fuente de energía sobre la cual operen. Los que funcionan sobre una sola fase de una fuente de energía, se utilizan fundamentalmente en aplicaciones que requieren poca o moderada potencia. Cuando se necesitan más de unos pocos miles de watt, se utilizan rectificadores que funcionan sobre fuentes polifásicas de energía.

Los tipos de circuitos rectificadores que se estudiarán, se limitarán a los monofásicos de potencia pequeña o moderada. Algunos de los más comunes en este grupo, son los de media onda, los de onda completa y los rectificadores del tipo puente.

El rectificador de media onda

En la figura 2-4, se muestran el diagrama esquemático y las formas de onda de un rectificador típico de media onda.

El circuito se integra con un diodo a válvula de vacío del tipo de calentamiento indirecto V1 y el resistor de carga R_L conectados en serie con el arrollamiento secundario de alta tensión A-B del transformador de poder T1. Un arrollamiento secundario de baja tensión, C-D, de este transformador, provee la tensión de filamento para la válvula.

Consideremos el funcionamiento del rectificador de media onda, durante los semiciclos en que el punto A es positivo con respecto al B. Durante estos períodos, la placa de la válvula es positiva con respecto al cátodo y el diodo conduce como se indica en la figura. El recorrido de la corriente de placa es, desde el punto B, a través del resistor de carga, hasta el cátodo, desde aquí hasta la placa a través del diodo y luego hasta el punto A del secundario de alta tensión del transformador de poder. La corriente de placa a través de R_L desarrollará una tensión entre sus extremos. Puesto que el diodo tiene una resistencia de placa muy baja cuando conduce, prácticamente toda la tensión del secundario aparece a través del resistor de carga, puesto que su valor es mucho más alto que el de la resistencia del diodo. La resistencia de placa del diodo y la del resistor de carga forman un divisor de tensión. Puesto que la misma corriente está presente en am-

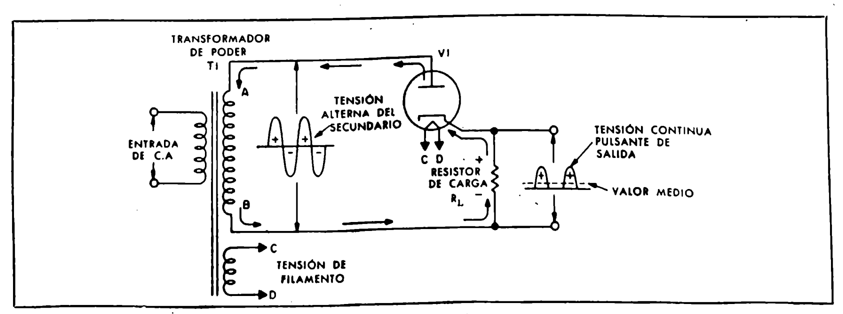


Figura 2-4. Diagrama esquemático de un típico rectificador de media onda

bas resistencias y siendo que el resistor de carga es mucho más grande que la resistencia de placa del diodo, la tensión a través de R_L excede en mucho a la existente a través del diodo. Así, la amplitud de la tensión desarrollada a través del resistor de carga, que es la tensión de salida del rectificador, es aproximadamente igual a la amplitud de la alta tensión del arrollamiento secundario correspondiente, del transformador de poder.

Durante los semiciclos en que la tensión del secundario del transformador es negativa en el punto A y positiva en el B, no hay corriente de placa. En este momento el cátodo es positivo con respecto a la placa y la resistencia del diodo es muy elevada. Como resultado de esta alta resistencia (un circuito abierto, en realidad), no hay corriente de placa a través del circuito y no se desarrolla tensión en el resistor de carga. De esta manera, por las características de corriente unidireccional en el diodo, la tensión alterna es rectificada o convertida en tensión continua.

La tensión continua desarrollada a través del resistor de carga del rectificador de media onda se llama *tensión continua pulsante.* Esto significa que la tensión continua es en realidad una tensión fluctuante o alternada de una sola polaridad, sea ésta positiva o negativa. La salida de la tensión pulsante del rectificador, mostrada en la figura 2-4 es positiva, es decir, consiste en una serie de semiciclos alternados positivos. Los semiciclos negativos se eliminan por la acción del diodo. La frecuencia de la tensión continua pulsante se llama *frecuencia de zumbido* o *de "ripple"**. En los rectificadores de media onda la frecuencia de "ripple", es igual a la de la tensión alterna aplicada. Por ejemplo, si la frecuencia de la tensión alterna de entrada es de 60 ciclos por segundo, la del "ripple" de la tensión continua pulsante desarrollada en el resistor de carga del rectificador será también de 60 c/s. En estos rectificadores, la máxima tensión inversa es igual al pico o máxima tensión alterna del secundario.

La tensión alterna aplicada desde el secundario de alta tensión a la placa del diodo, está cambiando continuamente. La corriente de placa del diodo puede determinarse en cualquier instante utilizando la curva característica dinámica del mismo. En la figura 2-5 se muestran las formas de onda de la corriente de salida de un diodo rectificador de media onda con distintos valores de resistencia de carga. En la parte A, la forma de onda obtenida

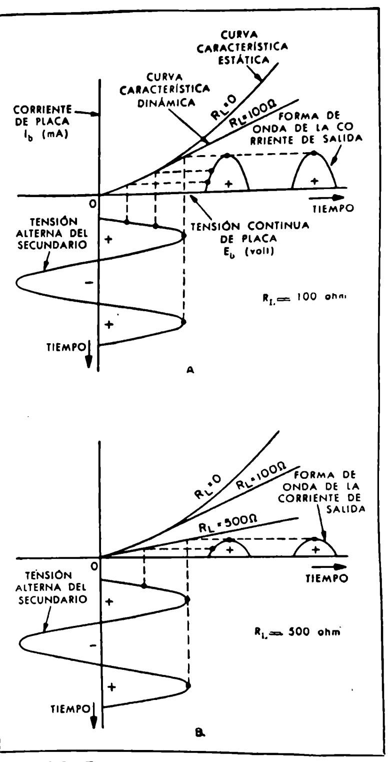


Figura 2-5. Formas de onda de la corriente de salida de un rectificador de media onda para diferentes valores de la resistencia de carga

es la del rectificador con una resistencia de carga R_L de 100 ohm. Véase que solamente aparecen en la salida los semiciclos positivos de la tensión del secundario del transformador. La forma de onda de la corriente de placa que se obtiene con una resistencia de carga de 500 ohm, es la que se indica en la parte B. Véase ahora que la amplitud de onda de la corriente de salida se ha reducido. Ello ocurre porque el valor de la resistencia de carga ha sido aumentado de 100 a 500 ohm. Por lo tanto puede establecerse que cuando se aumenta el valor de la resistencia de carga, disminuye la corriente

* **Comúnmente se emplea el vocablo "ripple" sin traducir, por ser más gráfico. Por lo mismo, lo empleamos en la misma forma en este texto. (N. del T.).**

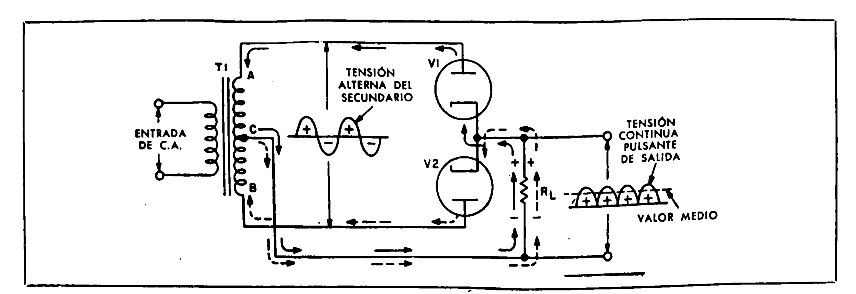


Figura 2-6. Esquema de un típico rectificador de onda completa

de salida del rectificador. Por supuesto que esto es cierto siempre que el nivel de la tensión alterna del secundario permanezca constante.

Rectificador de onda completa

Básicamente un rectificador de onda completa se integra con dos rectificadores de media onda, conectados de manera tal que cada uno de ellos conduzca durante medio ciclo de la tensión alterna de entrada. De este modo, se utiliza el ciclo completo de la corriente alternada (u onda completa) y mediante la conexión de las salidas de cada rectificador de modo de obtener su combinación, puede lograrse una mejor eficiencia y tensiones más elevadas.

En la figura 2-6, se muestra el diagrama esquemático y las formas de onda de un circuito rectificador de onda completa típico. El circuito se integra con dos diodos V1 y V2 con sus cátodos unidos y con sus placas conectadas a los extremos opuestos del arrollamiento secundario de alta tensión del transformador de poder (T1) (el diodo de arriba al punto A y el de abajo al B). Nótese que este secundario de alta tensión tiene una derivación de punto medio en el punto C. Este punto medio está conectado a los cátodos de V1 y V2 a través del resistor común de carga R_L.

Para simplificar el diagrama, se ha omitido el arrollamiento de baja tensión empleado para los filamentos de los diodos. Por la misma razón se han omitido también dichos filamentos. Sin embargo, deberá recordarse que tanto los filamentos como el arrollamiento secundario para los mismos, del transformador de poder, son esenciales para la operación del circuito en las instalaciones de los equipos reales.

La operación correcta de un rectificador de onda completa depende de la polaridad de las tensiones desarrolladas en el secundario con punto medio del

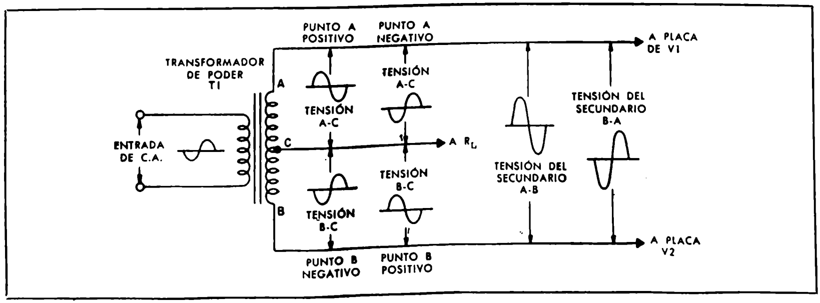


Figura 2-7. Formas de onda de la tensión en un transformador de poder con punto medio

transformador de poder. La figura 2-7 es un diagrama de las tensiones que se desarrollan en este arrollamiento.

La amplitud de la tensión en cada mitad del arrollamiento secundario (A-C y B-C) es la mitad de la tensión a través de todo el arrollamiento (A-B). Cuando se miden las tensiones de los arrollamientos A-C y B-C en la misma dirección (A a C, C a B; o viceversa), sus polaridades son iguales en cada instante. Cuando las tensiones se suman en la misma dirección, el total es igual a la tensión que aparece a través de todo el arrollamiento secundario.

Consúltese la figura 2-6 nuevamente. Durante los semiciclos en que el punto A es positivo con respecto al punto C (y al punto B), a la placa de V1 queda aplicado un potencial positivo y la válvula conduce. El recorrido de la corriente de placa (flechas de línea llena) es el siguiente: desde el punto C hasta el cátodo de V1, a través del resistor de carga, desde cátodo hasta placa, a través de V1 y desde su placa, hasta el punto A del secundario del transformador de poder. Esta corriente de placa desarrolla una tensión a través del resistor de carga, de la polaridad indicada. Nótese que no hay corriente de placa en V2, puesto que en este momento el punto B del transformador está a potencial negativo. Esto hace que la placa de V2 sea también negativa, haciendo que la válvula no conduzca. Sin embargo, cuando la polaridad de la C.A. aplicada se invierte y el punto B se hace positivo con respecto a los puntos A y C, la corriente de placa pasa a través de V2, pero no puede hacerlo por V1. El recorrido de esta corriente (flechas en línea de puntos), es el siguiente: desde el punto C, a través del resistor de carga, al punto de unión de ambos cátodos, desde el cátodo a placa de V2 y luego, desde esta placa hasta el punto B del secundario del transformador. Puesto que el punto A es negativo en este momento, la placa de V1 también lo es y por lo tanto no puede pasar corriente a través de este diodo.

Obsérvese que la corriente de placa de V2 atraviesa el resistor de carga en la misma dirección que la de V1. Por esta razón, la polaridad de la tensión que en él se desarrolla (tensión de salida) es igual para ambos semiciclos de la tensión alterna del secundario.

Compárese la forma de onda de la tensión de salida del rectificador de onda completa de la figura 2-6, con la forma de onda de la tensión de salida del rectificador de media onda de la figura 2-4. Véase que la salida del rectificador de onda completa tiene el doble de pulsos (semiciclos positivos), que la del rectificador de media onda. Suponiendo que no existe caída de tensión en el arrollamiento secundario ni en las válvulas rectificadoras y con el mismo valor de tensión alterna en las placas, la tensión de salida (valor medio) del rectificador de onda completa es el doble de la del de media onda. Esto es cierto, porque el rectificador de onda completa entrega corriente y tensión a la carga durante el ciclo completo de la tensión alterna de entrada, mientras que el de media onda lo hace únicamente durante la mitad de dicho ciclo.

La máxima tensión inversa de un diodo en este rectificador es igual al total de la tensión del arrollamiento secundario, cuando el otro diodo está conduciendo. Compárese también las frecuencias del "ripple" de ambos rectificadores. Puesto que el de onda completa conduce durante cada semiciclo de la tensión de entrada, la frecuencia de "ripple"

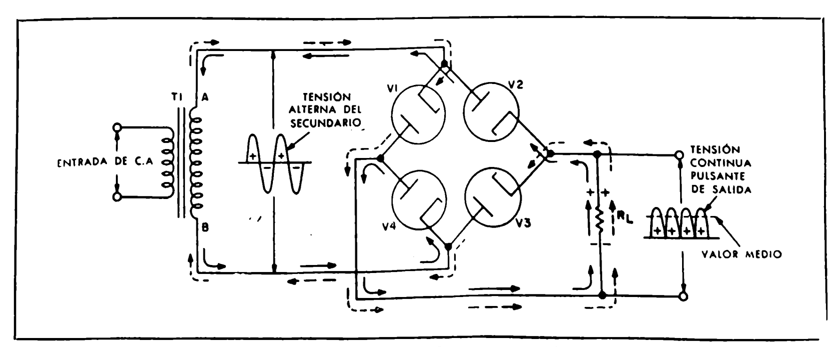


Figura 2-8. Esquema de un rectificador puente con válvulas de vacío

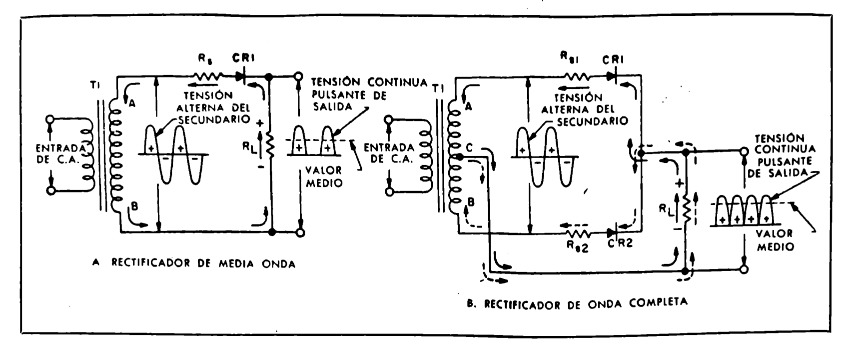


Figura 2-9. Circuitos de rectificadores metálicos de media onda y onda completa

es el doble de la de dicha tensión. Por ejemplo, si la frecuencia de la tensión aplicada es de 60 c/s, la de la salida del rectificador será de 120 c/s. Recuérdese que la frecuencia del "ripple" en el rectificador de media onda es igual a la de la tensión aplicada en razón de que éste conduce únicamente en los semiciclos positivos de la misma.

Rectificador tipo puente a válvulas de vacío

En la figura 2-8, se muestra un rectificador de onda completa que no requiere un arrollamiento secundario de alta tensión con punto medio. Puesto que los diodos en este circuito están dispuestos en la configuración familiar denominada puente, el mismo recibe el nombre de *rectificador puente*. En la operación de este circuito, dos válvulas conducen en serie y producen un pulso de C.C. a la salida durante cada semiciclo de la tensión alterna de entrada.

Durante los semiciclos positivos de esta tensión, cuando el punto A es positivo con respecto al B, circula corriente de placa a través de V2 y V4 únicamente. El recorrido de este flujo de corriente es el siguiente (flechas de línea llena): desde el punto B del bobinado secundario de alta tensión hasta la unión de placa de V3 con cátodo de V4. En razón de las características unidireccionales de conducción del diodo (de cátodo a placa), V3 no conduce. El recorrido sigue por lo tanto a través de V4 hasta el punto de unión de las placas de V1 y V4. En este momento, V1 no conduce, por la misma razón que no lo hace V3. La corriente de placa de V4 pasa entonces a través del resistor de carga, desarrollando en ella una tensión (como se indica), hasta el punto de unión de los cátodos de V2 y V3. Dado que la placa de V3 está conectada al punto B del bobinado de alta tensión, y este punto está en este momento a potencial negativo, no circula corriente a través de este diodo. Por lo tanto, desde el punto de unión de los cátodos de V2 y V3 la corriente pasa a través de V2 hasta el punto de unión de placa de V2 y cátodo de V1. En este momento, V1 no puede conducir puesto que su cátodo está a un potencial positivo con respecto a su placa (el cátodo de V1 está conectado al punto A del secundario del transformador). De este modo, la corriente pasa por la unión de V1 y V2 hasta el punto A del transformador, para completar el circuito. Recuérdese que la dirección de la corriente es de negativo a positivo en el circuito externo a la fuente de alimentación.

Durante los semiciclos negativos, cuando el punto A es negativo respecto al B, la corriente de placa pasa únicamente a través de V1 y V3. El recorrido de esta corriente (flechas en línea de puntos), es el siguiente: desde el punto A en el secundario de alta tensión, hasta la unión de V1 y V2; a través de V1, hasta el punto de unión de V1 y V4; a través del resistor de carga, hasta la unión de V2 y V3; a través de V3 hasta la unión de V3 y V4, regresando finalmente hasta el punto B del secundario, para completar el circuito. Durante estos semiciclos negativos de la tensión alterna del secundario, los diodos V2 y V4 no conducen, por las mismas razones que no lo podían hacer V1 y V3 durante los semiciclos positivos.

Nótese que la corriente de placa a través de la resistencia de carga circula en la misma dirección durante ambos semiciclos de la tensión al-

terna del secundario. Por esta razón, en el rectificador puente se produce la rectificación de onda completa y la forma de onda de salida es similar a la del circuito convencional.

Puesto que en el rectificador puente la tensión del secundario se aplica en serie a dos de los diodos, esta tensión puede ser el doble de la requerida por cada uno de ellos. La tensión de salida de un rectificador puente es de dos veces la obtenida con un rectificador de onda completa, que utilice transformador con punto medio, en razón de que en este circuito se utiliza la totalidad del arrollamiento secundario para el ciclo completo de la tensión de entrada. La máxima tensión inversa de los diodos que no conducen es igual a la tensión alterna a través de todo el secundario.

Rectificadores a diodos semiconductores

El funcionamiento de los rectificadores de media onda que utilizan diodos semiconductores (generalmente denominados *rectificadores metálicos*) es básicamente el mismo que el de los de válvula de vacío tratados al comienzo.

La figura 2-9, muestra el diagrama esquemático y las formas de onda de un circuito rectificador metálico de media onda.

El resistor limitador R_s, se coloca en serie entre el elemento rectificador y el transformador de poder para limitar el exceso de corriente a través del mismo. Si no se colocara esta resistencia, el elemento rectificador podría dañarse como resultado del pico de corriente producido al aplicar energía inicial al circuito. Este problema no se presenta en los circuitos a válvulas, estudiados anteriormente, en razón del tiempo de calentamiento necesario para el cátodo de los tubos. El valor de R_s depende del régimen de corriente máxima admisible del elemento rectificador.

La operación del rectificador metálico de onda completa (fig. 2-9) es similar a la de los de válvulas de vacío. Nótese que el circuito de la figura 2-9 es similar al de la figura 2-6, excepto que se utilizan rectificadores metálicos en lugar de válvu-

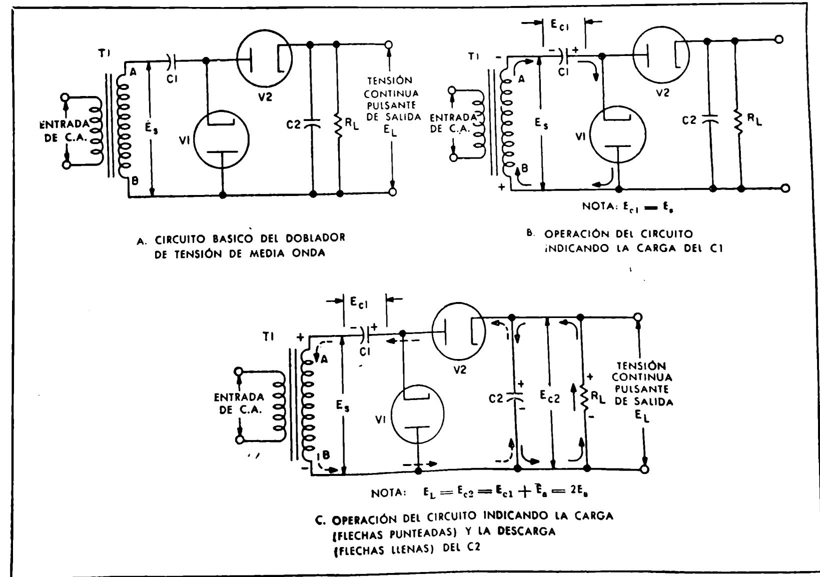


Figura 2-10. Esquema y operación del circuito de un doblador de tensión de media onda

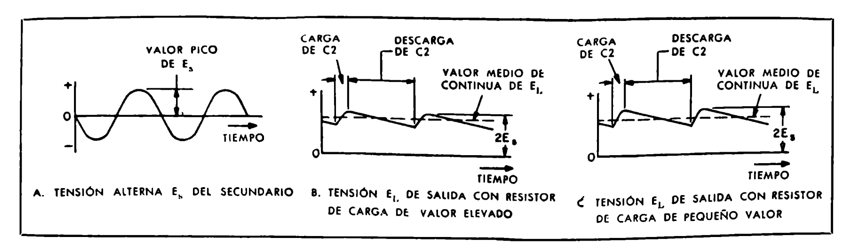


Figura 2-11. Formas de onda de un doblador de tensión de media onda

las de vacío y las resistencias limitadoras R_{s1} y R_{s2}. El rectificador metálico puente, lo mismo que el de válvulas, no requiere un bobinado secundario de alta tensión con punto medio. En efecto, la operación del rectificador metálico puente es similar en todo al de válvulas de vacío dispuestas de la misma manera. Las ventajas de los rectificadores puente mencionadas para los que utilizan válvulas de vacío, se aplican también a los que utilizan rectificadores metálicos.

Circuitos dobladores de tensión

Doblador de tensión de media onda.

Un doblador de tensión es un circuito rectificador cuya tensión continua máxima de salida (para todos los fines prácticos), es igual al doble del valor pico de tensión alterna del secundario. En la parte A de la figura 2-10 se muestra el diagrama del circuito de un doblador de tensión de media onda. Mediante el agregado de más rectificadores y redes de condensadores al circuito básico del doblador pueden obtenerse circuitos multiplicadores, que producen tensiones de salida muchas veces mayores que las de pico del arrollamiento secundario. Los circuitos dobladores de tensión producen elevadas tensiones a bajas corrientes, de aquí que su empleo queda restringido a las aplicaciones con este tipo de necesidades.

Para entender la operación del circuito del doblador de tensión de media onda, consulte primero la porción B de la figura 2-10. Durante los semiciclos negativos de la tensión alterna del secundario (E_s), cuando el punto A es negativo con respecto al B, la placa de V1 es positiva con respecto a su cátodo, mientras que la placa de V2 es negativa con respecto al suyo. Como resultado de esto, pasa corriente de placa a través de V1 y carga el condensador C1 a un valor (E_{c1}) igual al valor pico de la tensión alterna del secundario. Nótese que no hay corriente de placa a través del resistor de carga en este momento.

Durante los semiciclos positivos, cuando el punto A del secundario de alta tensión es positivo con respecto al punto B (figura 2-10), la placa de V1 es negativa, mientras que la de V2 es positiva. En estas condiciones, circula corriente de placa (flechas en líneas de puntos) a través de V2 y carga el condensador C2. Dado que la polaridad de la tensión desarrollada a través de C1 (E_{c1}), durante el semiciclo previo es igual a la de la del secundario (E_s) en este momento, la tensión de la fuente será ahora la suma de las tensiones de C1 y del secundario del transformador. Puesto que la tensión sobre C1 es igual a la tensión pico del secundario, el valor (E_{c2}) al que se carga el condensador C2, es igual al doble de la tensión del secundario. El recorrido de la corriente de carga de C2 es el siguiente: desde el punto B del transformador, a través de C2 y del diodo V2 hasta la placa positiva de C1. Nótese que el diodo V1 no conduce en este momento porque su placa es negativa con respecto al cátodo.

Tan pronto como la tensión alterna del secundario, E_s, comienza a descender de su valor pico positivo, la placa de V2 se hace negativa y esta válvula deja de conducir. En este momento C2 comienza a descargarse (línea llena) a través del resistor de carga R_L, dependiendo su régimen de descarga del valor de la resistencia R_L. Si este valor es grande, sólo dejará pasar una pequeña corriente y el C2 se descargará lentamente. Esto determina que la tensión del C2 sea igual al doble del valor de la del secundario. Si R_L es pequeña, será atravesada por una corriente grande determinando que C2 se descargue rápidamente, lo cual, a su vez, hará que su tensión caiga a un valor más bajo al final de cada ciclo de descarga. Dado que la tensión del condensador C2 (E_{c2}) y la desarrollada a través de la resistencia de carga (E_L) son iguales, una disminución de E_{c2}, determinará que el valor medio de

tensión continua sobre la resistencia de carga (tensión de salida del doblador) disminuya.

Las formas de onda de un doblador de tensión de media onda que tienen un valor elevado de resistencia de carga, se muestran en las partes A y B de la figura 2-11. La tensión alterna del secundario (E_s) se indica en la parte A y la tensión continua pulsante de salida (tensión sobre la carga E_L) en la parte B. Nótese que el C2 se carga únicamente durante semiciclos alternados de la tensión alterna de entrada y que su régimen de descarga es mucho más lento que el de carga. Si se utiliza una resistencia de carga de pequeño valor, el C2 se descargará más rápidamente y consecuentemente, el valor medio de la tensión continua de salida será más bajo (parte C).

Doblador de tensión de onda completa.

El doblador de tensión de onda completa realiza las mismas funciones básicas que el doblador de media onda, es decir, duplica la tensión del secundario. Sin embargo, desde el momento que el circuito de onda completa conduce durante ambos semiciclos de la tensión alterna de entrada, el valor medio de la tensión continua de salida es más alto que el entregado por el doblador de media onda.

Doblador de tensión a diodo semiconductor.

Los circuitos dobladores de tensión, tanto de media onda como de onda completa, pueden construirse utilizando diodos semiconductores (rectificadores metálicos), en lugar de válvulas de vacío. La operación de este tipo de circuitos se asemeja a la de los rectificadores de válvulas recién estudiados.

Circuitos de fuentes de alimentación sin transformadores de poder

La tensión de la fuente de C.A. puede rectificarse en un tipo de fuente de alimentación que no utilice transformador de poder. En estos circuitos, la tensión alterna de entrada se conecta directamente a la válvula rectificadora. El valor medio de la tensión continua de salida con este tipo de rectificadores, es aproximadamente igual a la tensión alterna de entrada. Para obtener una tensión de salida más alta, puede utilizarse un multiplicador de tensión (doblador, triplicador, etc.). Este tipo de circuito rectificador puede utilizarse sobre fuentes de C.A. o de C.C. puesto que se ha eliminado el transformador. Una ventaja de la fuente de alimentación sin transformador o *rectificador de línea*, como se la llama comúnmente, es su compacticidad. Esto hace a la unidad fácilmente adaptable para pequeñas radios portátiles de C.A./C.C., para probadores y otras aplicaciones de equipos electrónicos, donde el espacio es limitado. Una des-

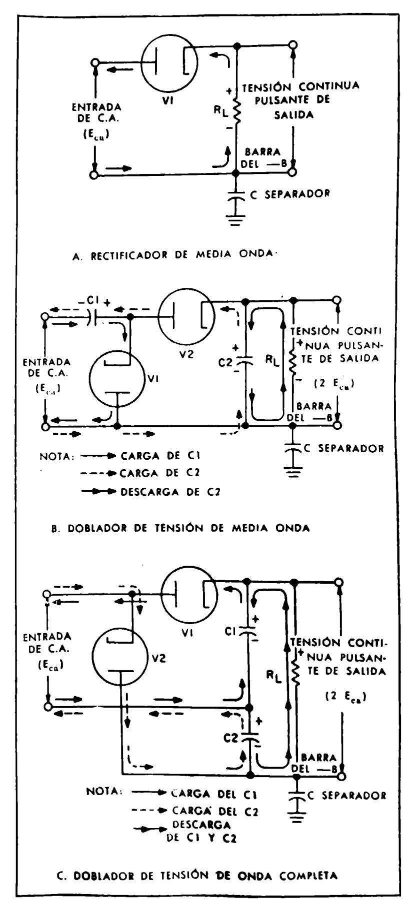


Figura 2-12. Circuitos de fuentes de alimentación sin transformador de poder (rectificadores de línea)

ventaja de estos circuitos, es su baja corriente de salida.

En la figura 2-12, se muestran unos pocos circuitos rectificadores de línea. Nótese la similitud (excluyendo el transformador de poder), de estos circuitos con sus equivalentes a transformador considerados anteriormente.

Se verá que el terminal negativo de salida (—B) del rectificador se conecta directamente a uno de los polos de la línea de energía. Si este terminal se conecta directamente al chassis del equipo, como se hace frecuentemente en los equipos a transformador, se introduce el peligro de golpes eléctricos (shocks) y aun de incendios. Estos riesgos se presentan cuando se conecta a masa o tierra uno de los polos de la línea de canalización, como se hace en muchas regiones del país.

De la forma en que se enchufe la ficha del aparato en el toma, depende cuál de los polos de la línea (el que está a tierra o el "vivo"), queda conectado al chassis. Si el que quedara conectado a chassis fuera el polo "vivo", al tocarlo con la mano desnuda producirá un golpe eléctrico (shock). También se presenta la posibilidad de incendio puesto que un cortocircuito accidental de los cables de alimentación, puede originarlo en las líneas de canalización.

El peligro de golpes eléctricos (shocks) y de incendio pueden eliminarse utilizando una *barra colectora* u otro conductor aislado del chassis, para la línea del —B. En estos casos la línea del —B se conecta al chassis del equipo a través de un condensador de 0,1 microfarad (o menor). Este condensador, llamado *separador*, provee una vía de baja impedancia para el retorno de RF, pero ofrece una alta impedancia a la frecuencia de la tensión de entrada (generalmente 50/60 ciclos).

Puesto que se elimina el transformador de poder, en estos circuitos el filamento de la válvula rectificadora se conecta generalmente en serie con la línea de alimentación y los filamentos de las otras válvulas del equipo. Si la suma de las tensiones de los filamentos conectados en serie es menor que la tensión de línea, se conecta una resistencia del valor adecuado en serie entre la línea y los filamentos, para producir la caída de tensión necesaria. Dado que la energía disipada en esta resistencia representa una pérdida, estos tipos de fuente de alimentación se utilizan generalmente con válvulas de alta tensión de filamento, para reducir las pérdidas en aquélla. En estas aplicaciones pueden utilizarse circuitos rectificadores de media onda, de onda completa y dobladores de tensión con válvulas cuyas tensiones de filamentos fluctúan entre 12 y 117 volt. Algunos de los tipos de válvulas utilizadas en circuitos rectificadores de línea son: 12Z3, 25Y5, 25Z5, 25Z6, 35Z5, 35W4, 45Z5 GT, y 117Z6 GT. Para disminuir espacio y costo, algunas válvulas utilizadas como rectificadores de línea, se combinan en una ampolla común con una amplificadora de haces dirigidos. Tres tipos comunes de éstas son: 25A7, 70L7 y 117L/M7GT.

2-4 PRINCIPIOS DEL FILTRADO.

Para las placas y rejas de las válvulas de vacío utilizadas en los equipos electrónicos se necesitan tensiones continuas estables y constantes. Por lo tanto, es evidente que la tensión continua pulsante que entrega el circuito rectificador, no puede utilizarse aplicándola directamente a dichos elementos de las válvulas. Para convertir esta tensión pulsante en la requerida tensión constante, un circuito de filtro sigue al circuito de rectificación en las fuentes de alimentación. El filtrado se produce por atenuación o eliminación del "ripple" de la salida rectificada. Los elementos de los filtros de las fuentes de alimentación, inductores, resistores y capacitores, pueden conectarse en numerosas disposiciones diferentes de circuito.

Capacitores de filtro

El objeto de los capacitores de filtro es el de atenuar las variaciones de la tensión pulsante y aumentar la tensión de salida. Los tipos más comunes empleados en los circuitos de filtro de las fuentes de alimentación son los condensadores en baño de aceite y electrolíticos. Sus valores varían generalmente entre 2 y 50 microfarad, siendo el más comúnmente empleado, el de 8 microfarad. Los capacitores electrolíticos se emplean generalmente en aquellas aplicaciones que requieren tensiones de régimen de 800 volt o menos. Para regímenes de tensiones muy elevados, se emplean capacitores de papel en baño o impregnación de aceite. Dado que los capacitores electrolíticos son polarizados, el terminal positivo (+) de los mismos debe conectarse al borne más positivo de la fuente de tensión. Esta es una característica muy importante de este tipo de capacitores. Cuando se utilizan capacitores en baño de aceite, cualquiera de sus terminales se puede conectar al polo positivo de la fuente de tensión, en razón de que no son polarizados.

Los capacitores se evalúan generalmente en términos de tensión continua de trabajo y tensión máxima admisible. La tensión continua de trabajo es la máxima tensión continua que el capacitor puede soportar con seguridad bajo condiciones de operación continuada. En los circuitos de filtro que utilizan capacitores como primer elemento de filtro

(filtro de entrada por capacitor) el régimen de tensión máxima admisible es muy crítico.

Inductores de filtro

El objeto fundamental del inductor empleado en el circuito de filtro de una fuente de alimentación, es el de atenuar las variaciones de la corriente de salida del rectificador. Los inductores utilizados en las fuentes de alimentación se denominan generalmente, *reactores de filtro,* puesto que su actuación es la de reaccionar contra toda variación de la corriente que lo atraviese. Los reactores de filtro poseen valores que varían entre los 5 y 30 henry, siendo 15 el valor más ampliamente utilizado.

Los reactores de filtro diseñados para tener un valor dado de inductancia a plena carga de corriente y un valor distinto para la condición sin carga, se denominan *reactores de inductancia variable*. Un reactor de este tipo proporciona un medio de evitar que la relación corriente máxima media de placa se haga excesiva y la corriente de carga varíe en un rango demasiado amplio. Una variación de inductancia desde 5 henry a plena carga hasta 25 sin carga, son valores típicos en este tipo de reactores.

Tres factores que caracterizan al reactor de filtro son: su inductancia, su régimen de corriente continua y su resistencia a la misma. La inductancia de una bobina de filtro varía inversamente con el valor de la corriente continua que la atraviesa. Por esta razón, la inductancia se especifica para el régimen de plena carga de corriente. La resistencia a la C.C. del reactor es importante por sus efectos sobre la regulación de tensión.

Regulación de tensión

La variación de la tensión de salida de un rectificador desde la condición sin carga a la de plena carga, es lo que se llama regulación de tensión. Ella se expresa generalmente como un porciento de la tensión de salida a plena carga, mediante la siguiente fórmula:

$$\% \text{ de regulación de tensión} = \frac{E_{nl} - E_{fl}}{E_{fl}} \times 100 \qquad (2\text{-}1)$$

donde:

E_{nl} = tensión sin carga.
E_{fl} = tensión a plena carga.

Tensión de "ripple" o de zumbido

La salida pulsante de un rectificador puede considerarse como una tensión constante que tiene una componente de tensión alterna superpuesta. Esta componente alterna se llama tensión de "ripple" o de zumbido. La frecuencia de esta tensión de zumbido depende de la frecuencia de la tensión alterna de entrada y del tipo de circuito rectificador utilizado (media onda, onda completa, etc). La tensión de "ripple" no varía de la misma manera que lo hace una onda sinusoidal perfecta. Por esta razón se la puede considerar como integrada por una frecuencia fundamental con sus armónicas. Puesto que el efecto de las armónicas es despreciable comparado con el de la fundamental, generalmente se las ignora. La frecuencia fundamental de la tensión de zumbido es igual a la frecuencia de la C.A. de entrada en los rectificadores de media onda. En los de onda completa, la fre-

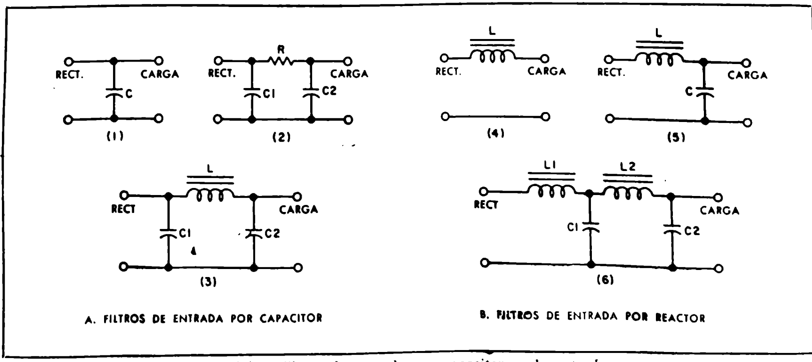


Figura 2-13. Típicos filtros de entrada por capacitor y de entrada por reactor

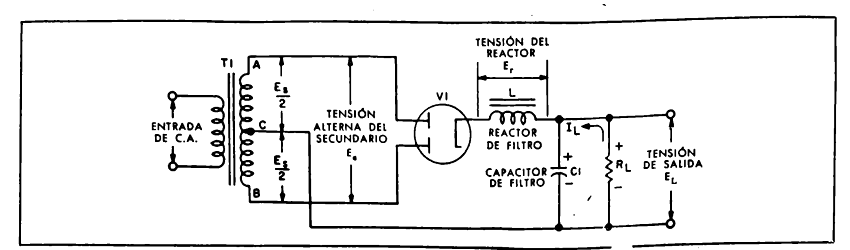


Figura 2-14. Esquema de un rectificador de onda completa con filtro de entrada por reactor

cuencia fundamental de la tensión de ripple es igual al doble de la frecuencia de la C.A. de entrada.

La efectividad de un filtro puede medirse por una relación denominada *factor de ripple*. Este factor es la relación entre el valor eficaz (R.M.S.)* de la componente fundamental de la tensión de ripple y el valor medio de la tensión continua de salida. El factor de ripple se expresa generalmente por la fórmula:

$$K_r = \frac{E_r}{E_{cc}} \qquad (2\text{-}2)$$

donde:

K_r = Factor de ripple
E_r = Valor eficaz de la componente fundamental de la tensión de "ripple" en volt.
E_{cc} = Valor medio de la tensión de salida en volt.

Cuando la tensión de "ripple" se expresa como porciento de la tensión de salida, se utiliza la siguiente fórmula:

$$\%\ \text{de tensión de "ripple"} = \frac{E_r}{E_{cc}} \times 100 \qquad (2\text{-}3)$$

donde:

E_r y E_{cc} se definen como en la fórmula (2-2)

Tipos de circuitos de filtro

Los circuitos de filtro de las fuentes de alimentación se agrupan fundamentalmente entre los pasabajos. Estos filtros se diseñan para pasar todas las frecuencias por debajo de un valor predeterminado de frecuencia de corte y suprimir satisfactoriamente todas las que están por encima de este valor. Puesto que la salida de un filtro de fuente de alimentación es una tensión continua, la frecuencia de corte está, generalmente, entre cero y la frecuencia de "ripple" esperada. La frecuencia de corte se elige de modo que el valor de frecuencia de "ripple" más bajo esperado, sea suprimido adecuadamente.

Los circuitos de filtro de fuentes de alimentación se clasifican generalmente como filtros de entrada por capacitor o entrada por inductor, dependiendo ello de que el elemento de entrada al filtro sea un capacitor o un reactor, respectivamente. En la figura 2-13 se ilustran filtros típicos con entrada por capacitor o por reactor.

Estos circuitos pueden, posteriormente, clasificarse en filtros de sección simple o doble. Los primeros están representados en (1), (4) y (5) de la figura 2-13 y los segundos por (2), (3) y (6) de la misma figura. Nótese que el capacitor está transversalmente colocado con respecto a la carga en todos los circuitos mostrados. Cuando la frecuencia del "ripple" aumenta, la reactancia del capacitor disminuye. Esto determina que la frecuencia del "ripple" sea derivada, a través de él, eliminando de la tensión de salida estas variaciones. Si los capacitores estuvieran en serie con la carga, bloquearían la corriente continua y no habría salida del filtro.

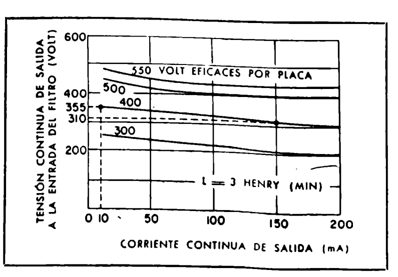


Figura 2-15. Características de regulación de tensión de la válvula rectificadora 5U4-G con un filtro de entrada por reactor

* RMS: valor cuadrático medio (N. del T.).

Filtro de entrada por reactor

Los filtros integrados por combinaciones de capacitores e inductores (reactores), proporcionan un filtrado mejor que los formados por capacitor único. En la figura 2-14, se ilustra un rectificador de onda completa con un filtro de entrada por reactor de sección simple. Este tipo de filtro se llama también *filtro en L*, en razón de que en el diagrama esquemático sus componentes L y C se disponen en forma semejante a una L invertida.

Una característica importante de los reactores de filtro es su oposición a todo cambio en la corriente rectificada. La tensión inducida en el reactor por los cambios de la corriente se opone a los cambios en la tensión del secundario. La tensión del reactor varía directamente con la inductancia y la relación de cambio de la corriente rectificada. La corriente que fluye a través del reactor de filtro se integra con una componente de C.A. superpuesta a una componente de C.C. El capacitor C tiende a derivar la componente de C.A. produciéndose así un aplanamiento de la tensión continua a la salida del filtro.

La tensión de placa de ambas mitades de la válvula rectificadora en cada instante es igual a la mitad de toda la tensión alterna del secundario ($E_s/2$), menos la suma de la tensión de salida (E_L), y de la tensión del reactor (E_r). En razón de que la tensión del reactor se opone a cualquier cambio de tensión alterna del secundario, la tensión de placa de cada mitad de la válvula rectificadora se mantiene positiva durante semiciclos alternados de dicha tensión del secundario y la conducción ocurre durante el ciclo completo de la misma. Aunque la tensión de salida no alcanza nunca el valor pico de la tensión del secundario, su valor medio con un filtro de entrada por reactor, es aproximadamente igual al valor medio de la tensión del secundario. La tensión de salida de una fuente de alimentación con filtro de entrada por reactor, es menor que con un filtro a capacitor simple. Sin embargo, la regulación de la tensión de una fuente de alimentación con filtro de entrada por reactor, es mejor que la de una fuente que utiliza filtro por capacitancia.

Los manuales de válvulas generalmente incluyen gráficos que muestran la tensión continua de salida de un rectificador aplicada a la entrada del filtro, en función de la corriente de carga (corriente continua de salida) para varios tipos de rectificadoras empleadas con filtros de entrada por reactor. En la figura 2-15 se muestra un gráfico indicando las características de regulación de tensión de una válvula rectificadora de onda completa tipo 5U4G, utilizada conjuntamente con un reactor de filtro de 3 henry. Nótese que la tensión continua de salida del rectificador a la entrada del filtro (eje vertical) es menor que la tensión eficaz aplicada a cada placa. Se verá también que hay un pequeño cambio en la tensión continua de salida del rectificador cuando la corriente de carga (eje horizontal) aumenta. El eje vertical representa solamente la tensión continua de salida de la válvula rectificadora y no incluye la caída de tensión en el reactor de filtro. De este modo, para obtener la tensión a la salida del filtro, habrá que restar de las indicadas en el gráfico, la caída en el reactor. Cuando un filtro de entrada por reactor se opera con corriente de carga cero, las tensiones inducidas en éste disminuyen hasta un valor muy pequeño y prácticamente deja de ser efectivo.En este caso el filtro de entrada por reactor actúa como un simple filtro a capacitancia y la válvula rectificadora conduce en pulsos cortos. Cuando esto ocurre, el capacitor de filtro se carga hasta un valor prácticamente igual al valor pico de la tensión alterna del secundario ($E_s/2$) y la tensión continua de salida aumenta.

Para mejorar la regulación de tensión con cargas pequeñas, algunas veces se emplean reactores de inductancia variable. Los reactores de filtro. se diseñan generalmente con un entrehierro de aire en el núcleo de hierro, para evitar su saturación magnética cuando trabajan a la corriente de carga de régimen. Los reactores de inductancia variable tienen un entrehierro muy pequeño de modo que al disminuir la corriente de carga a un valor muy pequeño, la inductancia aumenta en forma notable. Estos reactores proporcionan una acción de aplanamiento mayor con cargas pequeñas, aumentándose así el rango de operación útil del filtro.

La tensión de salida y la corriente máxima de placa del rectificador dependen de la inductancia del reactor de entrada y de su resistencia a la carga de C.C.; el valor mínimo de inductancia que se requiere para mantener la tensión de salida en el valor medio de la tensión alterna que se está rectificando, se llama *inductancia crítica*. El filtro de entrada por reactor tiende a actuar como uno de entrada por capacitor si la inductancia del reactor es menor que el valor de inductancia crítica, porque en estas condiciones, el reactor presenta una impedancia relativamente pequeña a la componente de alterna de la salida rectificada. Aumentando la inductancia del reactor más allá de su valor crítico, disminuye nuevamente la relación entre corriente máxima de placa y corriente media. Esto mantiene un flujo de corriente más constante a través del reactor. Si el valor de inductancia del reactor aumenta más allá del doble del valor crítico, las características de operación del filtro no mejo-

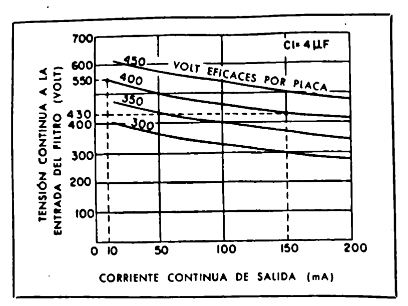


Figura 2-16. Características de regulación de tensión de la válvula rectificadora 5U4-G con un filtro de entrada por capacitor

ran apreciablemente. De este modo, el valor óptimo de inductancia del reactor es igual al doble del valor de inductancia crítica.

El porciento de tensión de "ripple" para una sección simple de filtro a reactor de entrada, puede aproximarse mediante el empleo de la siguiente fórmula:

$$\% \text{ de } E_r \cong \frac{144 \times 10^4}{(F_r)^2 \, LC} \qquad (2\text{-}4)$$

donde:

F_r = Frecuencia del ripple, en c/s

L = Inductancia del filtro, en henry.

C = Capacitancia del filtro, en microfarad.

Cuando una sección simple de filtro de entrada por reactor no prevé un adecuado filtraje, generalmente se conecta otra idéntica en serie con ella. Véase el filtro (6) de la porción B de la figura 2-13. El primer inductor se llama *reactor de entrada* y el segundo *reactor de alisamiento.* Para los filtros de sección doble, el porciento de la tensión de "ripple" es aproximadamente igual al producto de los porcientos individuales de cada sección, dividido por 100.

Filtro de entrada por capacitor

Un filtro básico de entrada por capacitor se muestra en (3), de la parte A de la figura 2-13. Este tipo de filtro se denomina a menudo de *sección pi,* porque su disposición esquemática recuerda la letra griega π (pi). El capacitor C1 opera como un filtro a capacidad de sección única y produce una tensión de salida más alta que la que puede obtenerse con uno de entrada por reactor. El choque L y el capacitor C2, proveen acción de filtrado adicional. El filtro de entrada por capacitor se emplea en aplicaciones donde se requieren fuentes de alimentación baratas puesto que permite la tensión continua de salida máxima, con un mínimo de "ripple", para una tensión dada de secundario del transformador. De este modo, con un filtro a capacitor de entrada se puede emplear un transformador de poder más pequeño. Este filtro no es aconsejable para aplicaciones que requieren grandes corrientes porque las de pico, que deben atravesar las válvulas para cargarlo, pueden dañarlas. Dado que el filtro de entrada por capacitor tiene una regulación de tensión muy pobre, se lo utiliza casi siempre en aplicaciones donde la corriente de carga es prácticamente constante.

Los manuales de válvulas incluyen generalmente gráficos que muestran la tensión continua de salida a la entrada del filtro en función de la corriente de carga (corriente continua de salida), de varios tipos de válvulas rectificadoras utilizadas con filtros de entrada por capacitor. En la figura 2-16, se incluye un gráfico que muestra las características de regulación de tensión de una válvula rectificadora de onda completa tipo 5U4G utilizada conjuntamente con un capacitor de entrada de 4 microfarad. Nótese que la tensión continua de salida del rectificador disminuye rápidamente con los aumentos de la corriente de carga. Para encontrar la tensión continua de salida del filtro, se resta de los valores indicados en el gráfico la caída de tensión en el reactor de filtro. El porciento de tensión de "ripple" a la salida de una sección de filtro pi similar al circuito (3) de la figura 2-13 puede calcularse con aproximación utilizando la siguiente fórmula:

$$\% \text{ de } E_{r2} = \frac{2{,}245 \times 10^7}{R_L \, C_1 \, f_r \, [(3{,}984 \times 10^{-8} L \, C_2 F_r^2) - 1]} \qquad (2\text{-}5)$$

donde:

E_{r2} = Tensión de "ripple" en el capacitor C2, en volt.

f_r = Frecuencia de la tensión del ripple en c/s.

R_L = Resistencia de carga en ohm.

L = Inductancia del reactor en henry.

C_1 = Capacitancia de C_1 en microfarad.

C_2 = Capacitancia de C_2 en microfarad.

En comparación con el filtro de entrada por reactor, el de entrada por capacitor entrega tensiones a cargas pequeñas. Aunque las características de filtrado son mejores que las del filtro de entrada por reactor, tiene una regulación de tensión más pobre. La relación entre la corriente máxima del rectificador y la corriente media es superior con el filtro de entrada por capacitor, porque la corriente del rectificador con este tipo de filtro

fluye en forma de pulsos más que a un régimen uniforme. El régimen de tensión continua de trabajo del capacitor de entrada no deberá ser nunca menor que la tensión pico del transformador. En efecto, como una precaución de seguridad, la tensión de trabajo de este capacitor se elige generalmente superior a este valor. Los filtros de entrada por capacitor se utilizan generalmente en aplicaciones que requieren cantidades relativamente pequeñas de potencia, tales como equipos de prueba, receptores de radio y sistemas de difusión de sonido (public-address).

Filtro a resistencia-capacitancia

Un filtro a resistencia-capacitancia (filtro R-C) se forma colocando un resistor en serie con la carga y el capacitor a través de la carga. El resistor R en estos circuitos se utiliza en lugar de un reactor (reemplazando a L en el circuito (5) de la figura 2-13), cuando la corriente de carga de la fuente de alimentación es muy pequeña. La acción de filtro se obtiene cuando la resistencia R del resistor en serie es elevada en comparación con la reactancia capacitiva del capacitor de filtro C. La constante de tiempo RC de este filtro debe ser grande comparada con el período de un ciclo de la frecuencia de corte. La resistencia de filtro R-C a la C.C. es comparativamente alta, haciendo altas la caída de tensión, la disipación de calor, y la regulación de tensión.

El porciento de la tensión de "ripple" a la salida de una sección única de filtro R-C, puede determinarse utilizando la siguiente fórmula:

$$\% \text{ de } E_r \cong \frac{100}{2\pi f_r RC} \qquad (2\text{-}6)$$

donde:

f_r = Frecuencia del "ripple" en c/s.
R = Resistencia del filtro en ohm.
C = Capacitancia del filtro en farad.

La tensión de "ripple" en un filtro RC, o uno de capacitancia única puede reducirse a un valor aceptable si se colocan secciones de filtro adicionales. Un filtro de sección doble integrado por una sección formada por un capacitor único y otra por una R-C, se muestra en (2) de la figura 2-13. Este filtro es en realidad una forma de filtro de entrada. Se puede hallar una aproximación del porciento de la tensión de ripple de este filtro de doble sección, mediante el empleo de la fórmula:

$$\% \text{ de } E_{r2} \cong \frac{3{,}573 \times 10^{12}}{f_r^2 C_1 C_2 R R_L} \qquad (2\text{-}7)$$

donde

E_{r2} — Tensión de "ripple" en el capacitor C2, en volt.
f_r = Frecuencia de la tensión de "ripple", en c/s.
C_1 = Capacitancia de C1 en microfarad.
C_2 = Capacitancia de C2 en microfarad.
R_L = Resistencia de carga en ohm.
R = Resistencia de R, en ohm.

Los porcientos de la tensión de "ripple" obtenidos con esta fórmula no son extremadamente precisos, pero se obtienen resultados bastante aproximados con constantes de tiempo largas para R y C_2.

2-5 DIVISORES DE TENSIÓN

A la salida de una fuente de alimentación, generalmente se conecta un divisor de tensión (entre el filtro y la carga) para permitir la selección de distintos valores de tensiones continuas de salida. En la mayoría de los casos, el divisor de tensión es un simple resistor con un cursor deslizante (resistor variable), o una combinación de resistores de valor fijo conectados en serie. Se requiere un divisor de tensión en cada fuente de alimentación que entrega energía a una carga con necesidades variadas de tensión y corriente.

Cuando se conecta a la salida de la fuente de alimentación, el divisor de tensión también actúa como resistor de drenaje (bleeder). El objeto de este resistor de drenaje es servir como una carga pequeña y temporaria para el rectificador, inmediatamente después de encendido. Los filamentos de las válvulas rectificadoras son generalmente de calentamiento directo y entregan corriente muy pronto cuando se les aplica energía, mientras que las válvulas de la carga en general emplean calentamiento indirecto y requieren algún tiempo antes de comenzar a funcionar. El resistor de drenaje evita que pueda aplicarse a la carga algún pico de alta tensión durante el período de calentamiento inicial.

Es particularmente importante utilizar el resistor de drenaje en el filtro de entrada por reactor. Cuando se desconecta la carga de una fuente de alimentación con filtro de este tipo, se interrumpe la acción del reactor (por el inductor debe pasar una corriente variable para producir una fuerza contraelectromotriz). De este modo, el filtro se convierte en uno de entrada por capacitor y ello hace que la tensión de salida se eleve hasta el valor pico. El empleo del resistor de drenaje previene este efecto al proveer una pequeña carga que permite el pasaje de una corriente suficiente como para mantener la acción del reactor. Dado que este resistor drena una cantidad de corriente constante, (generalmente del 10 al 20 por ciento de la corriente a plena carga), en todos los

casos reduce la tensión de salida en la condición sin carga de la fuente de alimentación. De este modo, el resistor de drenaje mejora la regulación de tensión de la fuente, reduciendo la diferencia de tensiones obtenidas en las condiciones de plena carga y sin carga.

Otra importante función del resistor de drenaje es la de proveer una vía de descarga a los capacitores del filtro una vez que el equipo ha sido apagado. Esta función es de mayor importancia en fuentes de alta tensión en las que los capacitores de filtro almacenan cantidades de energía que pueden llegar a ser letales. Es también importante en fuentes de alimentación de baja tensión donde los capacitores de filtro almacenan energía suficiente para dañar los instrumentos de prueba.

Tensiones de polarización (BIAS) *

Si se ubica adecuadamente el punto de referencia cero, podrán obtenerse tensiones positivas y negativas del mismo divisor. Las tensiones negativas desarrolladas en un divisor de tensión se denominan *tensiones de polarización*. Generalmente se aplican a las rejas de control de las válvulas de vacío (cuando se requieren estas tensiones) del equipo.

Algunos tipos de equipos utilizan fuentes de alimentación separadas para producir las tensiones negativas y positivas que se necesitan. Cuando una fuente de alimentación se emplea para producir tensiones negativas, recibe el nombre de *fuente de polarización*. En la figura 2-17 se muestra un circuito de fuente de polarización integrada con un rectificador metálico de media onda, un filtro R-C y un divisor de tensión con un resistor variable. La operación del rectificador es similar a la del rectificador de media onda, estudiado en el artículo Rectificadores a Diodos Semiconductores.

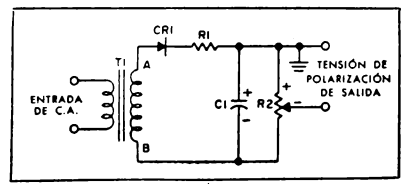


Figura 2-17. Esquema de una fuente de polarización (bias) con rectificador metálico

Nótese que el punto de referencia cero (masa o tierra) es el extremo positivo del resistor variable. De allí que cualquier tensión tomada por el cursor del resistor, sea negativa con respecto a tierra.

2-6 REGULADORES DE TENSIÓN

La mayoría de los equipos electrónicos pueden operar satisfactoriamente con una cierta variación de tensión de la fuente, sin sufrir deficiencias en su funcionamiento. Sin embargo, algunos circuitos son muy críticos y aun pequeñas diferencias en la tensión de alimentación pueden determinar un funcionamiento no satisfactorio. Estos circuitos requieren el empleo de algún tipo de dispositivo para la regulación de tensión. Este dispositivo puede insertarse en el circuito, ya sea entre el rectificador y su carga, ya en la fuente que suministra la energía eléctrica al rectificador. Los reguladores que se utilizan dentro de la fuente de alimentación son electrónicos generalmente, mientras que los empleados en la fuente de energía son mecánicos. En la discusión que sigue, solo se tratarán los reguladores electrónicos.

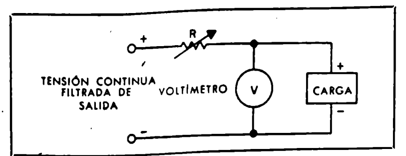


Figura 2-18. Esquema simplificado de los fundamentos de un regulador de tensión

Fundamentos del regulador de tensión

Los reguladores utilizados para estabilizar la tensión de salida de un rectificador adoptan generalmente la forma de un resistor variable en serie con la salida. De este modo, la resistencia variable y la de carga forman un divisor de tensión. El elemento variable es controlable de modo que la tensión a través de la carga se pueda mantener constante.

Los elementos básicos de un regulador de tensión elemental se muestran en la figura 2-18. Nótese que el resistor variable R, que se controla manualmente, y la resistencia de carga forman un divisor de tensión que está conectado a través de los terminales de salida del filtro. Toda la corriente de carga pasa a través del resistor R y determina una caída de tensión en el mismo. Si la tensión de salida del rectificador aumenta, tenderá a aumentar sobre la carga en la misma proporción. Para contrarrestar esta tendencia de la tensión sobre la carga, debe aumentarse el valor de R de modo que la mayor parte de la variación caiga a través de la misma. La tensión a través de la carga se mantendrá cons-

* El término "bias" es muy común en el vocabulario corriente, por lo cual lo usaremos con frecuencia en este texto. (N. del T.)

tante si el valor de R aumenta lo suficiente como para contrarrestar el aumento de la tensión de salida del rectificador. Si la resistencia de la carga aumenta, la mayor parte de la tensión del rectificador tenderá a aparecer a través de la misma. Cuando esto ocurre, debe aumentarse la resistencia de R de manera de mantener constante la tensión sobre la carga.

En este regulador de tensión elemental, el resistor variable R debe ajustarse manualmente para mantener constante la tensión sobre la carga.

En todos los reguladores de tensión debe tener lugar la misma acción. Sin embargo, en la práctica se emplean reguladores automáticos, puesto que ellos responden más rápidamente y con mayor precisión que los operados a mano.

Reguladores de tensión a lámpara de resistencia (ballast)

Un tipo de regulador automático de tensión es el de lámpara de resistencia (ballast). Esta válvula está formada por un alambre de hierro encerrado en una ampolla llena de hidrógeno. La resistencia del alambre en la lámpara varía según lo hace la corriente que la atraviesa. Si la tensión de salida del rectificador tiende a aumentar, pasa más corriente a través de la lámpara de resistencia. Su resistencia aumenta entonces y la mayor parte de la tensión de salida cae a través de la lámpara. De este modo la tensión sobre la carga permanece casi constante.

El regulador a lámpara de resistencia no regula la tensión de salida del rectificador si cambia la carga. Si aumenta la corriente de carga se drena más corriente de la fuente de alimentación y la tensión sobre la carga disminuye. Además, la mayor corriente drenada por la carga determina que la resistencia de la lámpara aumente y la tensión sobre la carga disminuya aún más por esta caída adicional en la misma.

Aunque estas lámparas pueden utilizarse para compensar las variaciones de tensión de línea, generalmente se las inserta en serie con varios elementos adicionales a través de los cuales se desea mantener el flujo constante de la corriente. En tales aplicaciones, la resistencia de la lámpara varía para contrarrestar el efecto de los cambios de tensión a través del circuito.

Reguladores de tensión a válvula VR

Características de las válvulas VR

La válvula reguladora de tensión (Válvula VR) es una de las maneras más simples de mantener constante la tensión de salida de un rectificador.

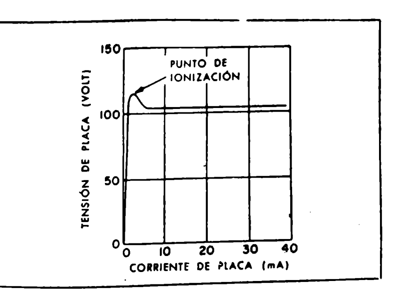


Figura 2-19. Curva característica de la válvula VR-105

Cuatro de los tipos más ampliamente utilizados de válvula VR son: la CA3/VR-75, OB3/VR-90; OC3/VR-105 y OD3/VR-150. Los tres caracteres primeros de identificación (OA3, OB3, OC3 y OD3) a menudo se omiten y las válvulas se designan simplemente como VR 75, VR 90, VR 105 y VR 150 respectivamente. Los números 75, 90, 105, y 150 indican sus tensiones de operación. La mínima corriente de placa de estas válvulas es de 5 mA y la máxima generalmente está entre 30 y 40 mA. Además de caracterizarse por la caída de tensión (tensión de operación), las válvulas VR se tipifican conforme a la corriente máxima que permite fluir a través de ellas. Por ejemplo, la VR 105/40 mantiene una salida de 105 volt y un régimen de corriente máxima de 40 mA.

Además de lo mencionado, las válvulas VR son del tipo de cátodo frío, de descarga luminosa y de gas. La curva característica de una válvula VR 105 se muestra en la figura 2-19. Puede verse que la tensión de placa es fundamentalmente constante sobre un amplio rango de valores de corriente de placa. Para que una válvula gaseosa conduzca cuando se le aplica una tensión, dicha tensión debe exceder el potencial de ionización, que es el potencial necesario para ionizar el gas dentro de la misma. Por ejemplo, el potencial de ionización de la VR 105 es de 105 volt. Cuando la tensión aplicada excede este valor, el gas en la válvula se descompone (ioniza) y la tensión de placa cae a 105 volt. Para el encendido de la VR 105 se necesita un potencial de 133 volt. La tensión de placa permanece esencialmente constante (únicamente variaciones de 4 volt) en 105 volt, sobre un rango de variación de corriente de placa de 5 a 40 mA. Para mantener la ionización del gas la corriente de placa debe mantenerse superior a 5 mA, pero para evitar que la válvula se dañe no debe permitirse que la corriente exceda los 40 mA.

Las curvas características de las válvulas VR 75. VR 90 y VR 150, son similares a la de la VR 105. Las principales diferencias residen en el valor del potencial de ionización y el valor de la tensión constante de salida que cada válvula mantiene, y también en que el régimen de máxima corriente de la VR 90 es de 30 mA en lugar de 40 mA. El potencial de ionización de una válvula VR es generalmente un 10 ó 20 por ciento más elevado que la tensión especificada para la misma. Por esta razón la tensión continua mínima de arranque (potencial de encendido) de una válvula VR es generalmente 30 por ciento más elevada que su tensión de régimen.

Operación del circuito con válvula reguladora VR

En la figura 2-20 se muestra el diagrama del circuito de un regulador de tensión con válvula VR. El resistor limitador de corriente R y la válvula VR 75 están conectados entre la salida del filtro de la fuente de alimentación y el resistor de carga R_L. El resistor limitador y el de carga forman un simple divisor de tensión. La tensión que aparece sobre el resistor de carga antes de que la válvula VR comience a operar (se ionice) puede determinarse por la fórmula:

$$E_L = E_f \frac{R_L}{R_L + R} \qquad (2\text{-}8)$$

donde:

E_L = Tensión a través de R_L, en volt
E_f = Tensión continua de salida de filtro, en volt
R = Resistencia limitadora de corriente, en ohm
R_L = Resistencia de carga, en ohm

La válvula VR 75 drena exactamente la corriente

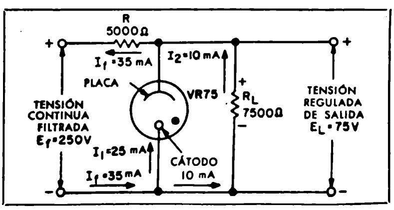


Figura 2-20. Esquema de un regulador de tensión con válvula VR

suficiente para mantener su tensión de placa constante en 75 volt. Para determinar la corriente a través del resistor limitador, necesaria para mantener una tensión de salida de 75 volt, se utiliza la fórmula:

$$I_f = \frac{E_f - E_r}{R} \qquad (2\text{-}9)$$

donde:

I_f = Corriente continua del filtro, en ampere
E_f = Tensión continua del filtro, en volt
E_r = Tensión de salida regulada, en volt
R = Resistencia limitadora de corriente, en ohm

Si la tensión de la fuente de alimentación se eleva sobre los 250 volt, la válvula VR drena más corriente. Esto aumenta la caída de tensión a través del resistor limitador R y por lo tanto mantiene la tensión de placa (y la tensión sobre la carga) en 75 volt. Por otro lado, si la tensión de la fuente de alimentación disminuye, la válvula VR drena menos corriente, la caída de tensión a través del resistor limitador disminuye y la tensión sobre la carga se mantiene en 75 volt. De este modo, independientemente del aumento o disminución de la tensión de la fuente de alimentación, la tensión a través de la válvula VR (y el resistor de carga) se mantiene constante.

La válvula reguladora VR puede regular también la tensión de salida en el caso de que varíe la corriente de carga (I_2). Por ejemplo, consideremos el caso en que la corriente de carga aumenta porque disminuye la resistencia de carga. Tan pronto como la corriente de carga comienza a aumentar, la corriente a través del resistor limitador también comienza a aumentar y la tensión sobre la carga comienza a disminuir. Para esta condición, la corriente drenada por la válvula VR disminuye en la misma magnitud en que aumenta la corriente de carga. Así, tanto la corriente a través del resistor limitador como la caída de tensión a través de él se mantienen constantes. Recordemos, sin embargo, que existe un rango limitado sobre el cual la válvula VR puede mantener una tensión de salida constante. Este rango está determinado por los regímenes máximo y mínimo de corriente de la válvula VR. Si el rango de la válvula es de 5 a 40 mA., el máximo cambio de corriente de carga para el cual la válvula puede mantener una tensión de salida constante es 40-5 o sea 35 mA.

Selección del resistor limitador de corriente

La corriente a través del resistor limitador es igual a la suma de las corrientes de la válvula VR y de la carga. En un circuito regulador de tensión diseñado correctamente, la corriente a través del resistor limitador se limita a un valor que la válvula VR pueda drenar con seguridad. Si no se hace esto, la desconexión de la resistencia de carga determinará una sobrecarga que dañará la válvula. El régimen máximo de corriente de las válvulas VR 75, VR 105 y VR 150 es 40 mA., mientras que el de la VR 90 es 30 mA. El valor de la resistencia

limitadora requerida para limitar la corriente de placa de la VR al valor máximo permisible, puede determinarse mediante la fórmula:

$$R = \frac{E_f - E_r}{I_{max}} \qquad (2\text{-}10)$$

donde:

- R = Valor mínimo de la resistencia limitadora de corriente, en ohm
- E_f = Tensión de salida del filtro, en volt
- E_r = Tensión de salida regulada, en volt
- I_{max} = Máxima corriente de régimen de la válvula VR, en ampere

En aplicaciones prácticas es común seleccionar un valor de resistencia un poco mayor que el calculado para R. Sin embargo, un valor excesivamente grande para esta resistencia deberá evitarse, puesto que restringirá la corriente de carga a valores muy pequeños.

Válvulas VR utilizadas como divisores de tensión

En los casos en que se requiere más de una tensión regulada de salida, se pueden conectar válvulas VR en serie y tomar las conexiones de salida a través de cada una de ellas. En la figura 2-21 se muestra un circuito regulador de tensión con dos válvulas VR conectadas en serie. El circuito tiene dos salidas: para la carga 1, 255 volt a 25 mA

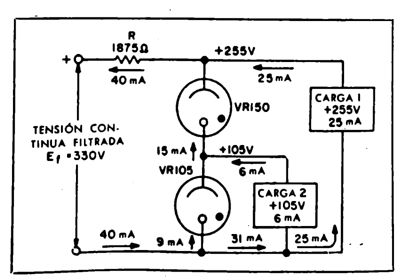


Figura 2-21. Válvulas VR utilizadas como divisor de tensión

y para la carga 2, 105 volt a 6 mA. Estas válvulas generalmente no se conectan en paralelo. Si una de ellas, en un circuito donde se las ha conectado en paralelo, estuviera defectuosa, la otra puede forzarse a drenar más corriente que su valor de régimen máximo y dañarse también.

Nótese (en la figura 2-21) que la tensión a través de la carga 1 es la suma de las tensiones de operación de la serie de válvulas VR. Si se requieren tensiones reguladas adicionales (a bajo drenaje de corriente), pueden conectarse tres o más VR en serie. Sin embargo, los regímenes máximo y mínimo de corriente deberán observarse, si se desea una correcta operación del circuito. En algunos casos, las variaciones en la tensión sobre la carga suelen ser demasiado rápidas para que las válvulas VR operen correctamente. En esta condición, generalmente se conecta un capacitor en paralelo con la válvula VR. El objeto del mismo es derivar las variaciones rápidas (pulsos) hasta que la válvula recupere el control del circuito. El valor de este capacitor debe limitarse a los indicados en los manuales de válvulas para cada tipo en particular. Generalmente el valor máximo de capacitancia utilizado es menor de un microfarad.

2-7 RESUMEN

Se utilizan fuentes de alimentación electrónicas para proveer las tensiones continuas necesarias para la operación de los equipos electrónicos. El tipo de circuito de una fuente de alimentación depende de la aplicación particular de cada equipo. Una fuente de alimentación se compone básicamente de un dispositivo rectificador y una red de filtro asociada. Los rectificadores de las fuentes de alimentación pueden disponerse para formar circuitos del tipo de media onda, onda completa y puente. La corriente continua pulsante desarrolla una tensión a través de la carga conectada al rectificador. A fin de proveer una tensión estable se inserta una red de filtro entre el rectificador y su carga. La disposición del circuito del filtro, de entrada por capacitor o a reactor, depende de que la fuente se necesite para entregar una alta tensión a baja corriente o una tensión más baja a un régimen de corriente superior.

Si se desea que una fuente de alimentación sea capaz de producir una salida de tensión más alta que la suministrada por la tensión alterna de entrada, puede utilizarse un circuito doblador de tensión siempre que los requerimientos de corriente no sean demasiado grandes.

La regulación de tensión y el valor de "ripple" son importantes en algunas aplicaciones. Para mejorar la regulación de tensión de las fuentes de alimentación se utilizan lámparas de resistencia (ballast) o válvulas VR. La acción de estos dispositivos es la de ajustar automáticamente la tensión y corriente de salida para mantenerlos constantes sobre la carga. Mediante la elección cuidadosa de la disposición del filtro y de sus valores, puede reducirse al mínimo el valor del "ripple" presente en la tensión de salida.

CUESTIONARIO

1. Nombre tres fuentes de energía para equipos electrónicos.
2. ¿Cuál es la relación de polaridad entre el cátodo y la placa de un diodo cuando conduce?, ¿cuando no conduce?
3. ¿Qué significa la frase *corriente máxima de placa?*
4. ¿Qué significa la frase *máxima tensión inversa?*
5. ¿Qué limita a la máxima tensión inversa?
6. ¿Qué es un rectificador metálico?
7. Describa el funcionamiento de un rectificador de media onda.
8. ¿Por qué son mayores las tensiones continuas de salida que se obtienen de un rectificador de onda completa con respecto a uno de media onda?
9. ¿Cuál es la frecuencia de la tensión de "ripple" en un rectificador de media onda? ¿En uno de onda completa?
10. ¿Qué ventajas tiene el rectificador puente sobre los de media onda y onda completa?
11. Explique la operación de un doblador de tensión.
12. ¿Por qué se requiere el filtrado en las fuentes de alimentación?
13. Describa algunas de las características del filtro de entrada por capacitor.
14. Describa algunas de las características de entrada por reactor.
15. ¿Qué significa la frase *porciento de regulación de tensión?*
16. ¿Qué es un reactor de inductancia variable?
17. ¿Por qué se requieren divisores de tensión en las fuentes de alimentación?
18. Describa el funcionamiento del regulador a lámpara de resistencia.
19. ¿Qué es una válvula VR?
20. ¿Qué significa la frase *tensión de encendido de la VR?*

CAPITULO III

Amplificadores Básicos

3-1 Introducción

El término *amplificador*, en el sentido en que aquí se utiliza, designa a un circuito o grupo de circuitos integrados por una o más válvulas de vacío con sus componentes asociados, cuyo objeto es el de aumentar la intensidad de una señal aplicada a su entrada.

Las señales de salida de muchos dispositivos de detección y control son pequeñas variaciones de tensión que deben aumentarse en amplitud para que proporcionen tensiones utilizables de operación. Estas pequeñas tensiones de entrada, cuando se aplican entre reja y cátodo de una válvula triodo o pentodo, controlan efectivamente la corriente de una fuente de tensión continua aplicada al circuito de placa. Desde que se han estudiado las características de las válvulas de vacío, se sabe que la variación de la tensión de reja en una pequeña magnitud determina una gran variación de la tensión de placa y, por lo tanto, se aumenta efectivamente la amplitud de la señal de entrada.

3-2 CLASIFICACIÓN DE LOS CIRCUITOS AMPLIFICADORES

Los sistemas o circuitos amplificadores se clasifican conforme al tipo de servicio que realizan, el tipo de polarización utilizado, y los valores de frecuencias con que operan. Los amplificadores se clasifican también según el método de transferencia o de acoplamiento de la señal entre etapas a válvula de vacío.

Clasificación por el tipo de servicio

Básicamente, el objeto de un amplificador es el de aumentar el nivel de tensión o de potencia de la señal de entrada. Cuando se los clasifica según el tipo de servicio que cumplen, los amplificadores se dividen en dos grandes grupos, los de tensión y los de potencia. Un amplificador de tensión está diseñado fundamentalmente para producir un gran valor de tensión fluctuante de salida a través de la impedancia de carga en el circuito de placa. Esta impedancia debe ser tan alta como sea posible, de manera que se produzca la mayor tensión utilizable. Un amplificador de potencia se diseña fundamentalmente para entregar potencia a la impedancia de carga del circuito de placa. La relación entre la potencia alterna de salida y la consumida en el circuito de reja se conoce como la amplificación de potencia del circuito. La amplificación de tensión en un amplificador de potencia es incidental. La impedancia de carga para estos circuitos se elige para dar un máximo de potencia con un mínimo de distorsión, o bien para un valor deseado de rendimiento de placa. El rendimiento de placa es la relación entre la potencia de salida y la potencia continua aplicada a la placa.

Clasificación por el valor de polarización

Los amplificadores pueden también dividirse en varias clases conforme a la elección del punto de operación de la válvula y la amplitud de la señal de entrada; estos dos factores determinan el tiempo de conducción de la válvula durante cada ciclo de la señal de entrada. Estas clases se estudian en los parágrafos siguientes:

Clase A

En la operación clase A_1* el valor de la tensión de polarización de reja y de la amplitud de la señal de entrada (excitación de reja) son tales que permiten el pasaje de corriente de placa en todo momento. En esta clase de operación, la tensión total de reja (polarización más pico negativo de tensión de señal) no es tan grande como para llevar la válvula al corte. Se la polariza alrededor del punto medio de la porción lineal de la curva E_g-I_p. Con este tipo de operación la distorsión es baja, la amplificación de tensión alta y la potencia de salida y el rendimiento relativamente bajos.

En la operación clase A_2* la reja se hace positiva en los picos positivos de la tensión de señal y en consecuencia drena corriente.

Clase B

Los amplificadores clase B se operan de manera que exista corriente de placa durante aproximadamente la mitad del ciclo de señal de entrada. Normalmente estos amplificadores se operan en clase B_2 lo cual significa que la reja es positiva durante parte del ciclo de señal de entrada. Para la operación clase B de alta potencia, se aplica un valor de polarización cercano al punto de corte, para evitar que el régimen de disipación de placa de la válvula sea sobrepasado. La operación clase B se caracteriza por su elevada distorsión, consumo de potencia en el circuito de grilla y su buen rendimiento.

Clase AB.

Como su nombre lo sugiere, la operación clase AB es un compromiso entre las clases A y B, en el sentido que los requerimientos de polarización y excitación son intermedios entre los de estas dos clases. Existe corriente de placa durante más de 180°, pero menos de 360 grados del ciclo de señal de entrada. La válvula alcanza y supera el punto de corte durante una porción del semiciclo negativo de la señal de reja. En la clase AB_1 no hay corriente de grilla y la operación se acerca a la clase A, pero en la AB_2, hay corriente de grilla aproximándose a la clase B. La polarización para la clase AB está aproximadamente en la mitad entre los valores para clase A y el corte. La potencia de salida y el rendimiento son superiores a los de clase A, pero a expensas de una distorsión mayor. Los amplificadores de audiofrecuencia clase AB se operan en Push-Pull (disposición simétrica), en cuyo caso el rendimiento es mucho mayor que el de la clase A y la distorsión es casi igual.

Los amplificadores clase AB_2 requieren fuentes de excitación de reja de baja impedancia y, por lo tanto, generalmente son acoplados al excitador por medio de un transformador. La operación clase AB_2 proporciona regímenes de potencia de salida

* El subíndice 1 indica que en ningún momento circula la corriente en el circuito de reja; en cambio, el subíndice 2 indica que durante cierta fracción del semiciclo positivo circula corriente por el circuito de reja. (N. del T.).

y de rendimiento casi iguales a los de operación en clase B.

Clase C

Los amplificadores clase C se operan con el valor de polarización de reja dos o tres veces mayor que el necesario para determinar el corte de la corriente de placa. La tensión de señal aplicada a la grilla debe tener amplitud suficiente para superar esta polarización y producir pulsos de corriente en el circuito de placa. El rendimiento del circuito aumenta en función de la disminución de la duración de los pulsos de corriente de placa, y puede aproximarse al cien por ciento. Acortando la duración de estos pulsos, sin embargo, también se reduce la potencia de entrada y, por consiguiente, la de salida. Como un compromiso entre potencia de salida y rendimiento, estos amplificadores se operan generalmente de modo que exista corriente de placa aproximadamente entre 120 y 170 grados del ciclo de la señal de entrada. En estas condiciones, puede obtenerse un rendimiento del circuito entre el 60 y el 80 por ciento.

Como la distorsión es extremadamente alta, la amplificación en clase C no se emplea nunca en audio, aunque sí bastante a menudo en amplificadores sintonizados de RF. El efecto oscilante del circuito tanque de estos amplificadores sirve para atenuar los pulsos intermitentes de la corriente de placa para transformarlos en oscilaciones sinusoidales.

Clasificación por frecuencia de operación

Otra base frecuentemente utilizada para la clasificación de los amplificadores, es el rango de frecuencia de la señal a amplificarse. El rango de frecuencias utilizado en el campo de las radiocomunicaciones va desde los 20 c/s hasta más allá de los 30.000 Mc/s y se ha diseñado una variedad de amplificadores para operar con ellas.

Amplificadores de audio

Las etapas que amplifican frecuencias dentro del rango audible y algunas superiores, reciben el nombre de amplificadores de audio.

Los amplificadores pueden ser de tensión o de potencia. Puesto que se necesita potencia para operar un parlante, la etapa de salida de un amplificador de audio debe ser un amplificador de potencia. Para que una etapa de potencia opere en forma satisfactoria, debe aplicarse una tensión de señal de entrada suficiente para asegurar su funcionamiento sobre toda la porción útil de la curva característica de la válvula. La tensión que se obtiene de la etapa detectora de un receptor o de un dispositivo tal como un fonocaptor o un micrófono no es suficiente para excitar una válvula de potencia. Por esta razón se necesitan amplificadores de tensión. Si la etapa final de salida toma corriente de reja, esta energía debe ser suministrada por un amplificador intermedio de potencia llamado *excitador.* Los amplificadores de audio de salida simple o asimétrica operan siempre en clase A.

Los sistemas de amplificación de audio se clasifican frecuentemente conforme a la calidad de su rendimiento. Por ejemplo, un amplificador con una respuesta plana desde 20 a 20.000 c/s aproximadamente, se denomina de *Alta Fidelidad.* Igualmente importantes son aquellas características tales como una muy alta relación señal-ruido, baja distorsión armónica y de intermodulación, respuesta de fase lineal y capacidad de amortiguar oscilaciones transitorias del parlante. Si estas características son pobres, los amplificadores caen en las categorías de media y baja fidelidad. Deberá tenerse presente que una respuesta amplia de frecuencias solamente, no significa que un amplificador sea capaz de una reproducción exacta.

Amplificadores de RF

El rango de frecuencia desde 20.000 c/s a 30.000 Mc/s aproximadamente, y los amplificadores utilizados para operar con estas señales, se conocen como banda y amplificadores de radiofrecuencia respectivamente. En este tipo de amplificadores, generalmente sólo se amplifica una frecuencia especificada. Sin embargo, normalmente son sintonizables de manera que pueden operar en un amplio rango de frecuencias. Un amplificador de tensión de RF típico es el que se emplea en la primera etapa de un receptor de radio. Los circuitos de entrada y salida de esta etapa utilizan acoplamiento por transformador con secundario sintonizado sobre toda la banda de frecuencias de radiodifusión. La etapa que sigue al oscilador de un transmisor es generalmente un amplificador separador. El objetivo fundamental de esta etapa es el de aislar al oscilador de las etapas finales del transmisor, de manera de evitar variaciones en su carga y para amplificar su salida a fin de proveer mayor excitación para las etapas subsiguientes. En los transmisores de baja potencia el amplificador separador se emplea a veces para duplicar frecuencia, sintonizando el circuito tanque de placa a dos veces el valor de la frecuencia de la señal de entrada

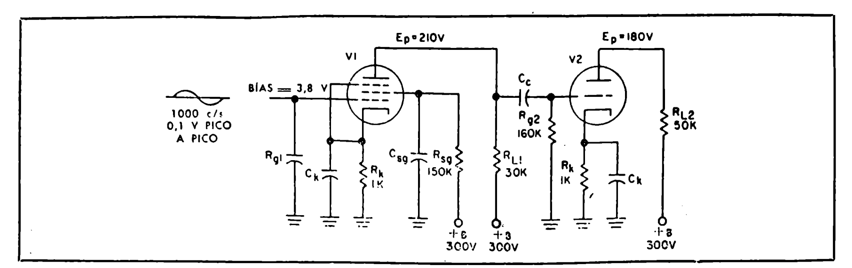


Figura 3-1. Circuito amplificador acoplado por R-C

En los equipos de transmisión, los amplificadores clase C se utilizan ampliamente como etapas finales de potencia. La ventaja principal de estos amplificadores es su capacidad de entregar grandes potencias de RF con un elevado rendimiento.

Amplificadores de video

En muchos equipos electrónicos que deben amplificar señales no sinusoidales, se requiere una ganancia uniforme sobre un rango muy amplio de frecuencias. Un amplificador de este tipo es el de video. Los circuitos de video se utilizan en la amplificación de señales no sinusoidales tales como las de radar, televisión, osciloscopios, telemedición y aplicaciones en comunicaciones.

Los amplificadores de video son similares a los amplificadores de tensión de audio acoplados por R-C. Sin embargo, se necesitan ciertas modificaciones en el circuito para ensanchar la respuesta de frecuencia. La ganancia de un circuito amplificador común, cae en frecuencias altas, debido a que la capacitancia distribuida respecto de tierra (masa), actúa como un capacitor en derivación con el circuito de placa. Esta capacitancia distribuida se integra con la de la válvula, la del zócalo, la de los componentes y la del conexionado respecto de masa. A la frecuencia donde la reactancia de la capacitancia distribuida iguala el valor de la impedancia de carga de placa, la ganancia es solamente el 70 % de la ganancia a frecuencias medias. En frecuencias progresivamente más altas, la ganancia disminuye hasta alcanzar una a partir de la cual el circuito no amplifica. De esta relación puede deducirse que, si el valor da la impedancia de carga se disminuyera, las capacitancias distribuidas en derivación no tendrían un efecto tan grande. Por supuesto, se pierde mucha ganancia, pero ello se compensa con un ancho de banda mayor. La adición de una bobina de compensación ayudar a extender la respuesta a frecuencias altas. Si esta bobina se elige de manera que su reactancia anule la de la capacitancia distribuida en la frecuencia donde la respuesta baja al 70 %, la ganancia aumentará y la respuesta será extendida.

El problema de la obtención de respuestas de frecuencia amplias en los amplificadores se simplifica un tanto mediante el empleo de válvulas de baja capacitancia y técnicas de conexionado especiales, mientras que la desventaja de la baja ganancia es compensada por la utilización de válvulas especiales de elevada ganancia; el problema es, a pesar de todo, muy complejo.

Clasificación por método de acoplamiento

Para la mayoría de las aplicaciones no es suficiente un amplificador de una sola etapa. Puede obtenerse mayor ganancia conectando varias etapas de amplificación entre sí. La salida de una de ellas es a su vez la entrada de la siguiente. Este método es conocido como de *cascada* y se utiliza extensamente en circuitos electrónicos. Para transferir la energía de la señal de un circuito a otro, se utilizan varios tipos de acoplamiento.

Acoplamiento por resistencia-capacitancia.

El acoplamiento por resistencia-capacitancia ilustrado en la figura 3-1 es el tipo más común empleado en amplificadores de audio. En esta forma de acoplamiento el valor del capacitor C_c debe ser alto, de modo que su reactancia se aproxime al corto circuito a las frecuencias más bajas. Sin embargo, cuando la frecuencia disminuye hacia cero, el capacitor y el resistor R_2 actúan como una red divisora de tensión y la tensión de entrada aplicada a la segunda válvula disminuye rápidamente. Esta condición determina el límite de baja frecuencia de la etapa. El valor del resistor de car-

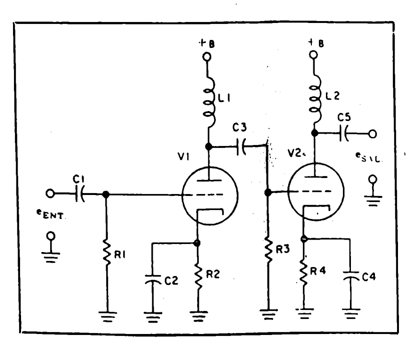


Figura 3-2. Circuito amplificador acoplado por impedancia

ga R_2 se hace tan grande como lo permita la máxima caída de tensión continua para la válvula. El factor que limita el valor máximo de R_2 como resistor de carga, varía conforme a la válvula empleada y no debe exceder el valor al cual la reja comienza a tomar iones positivos contenidos en la ampolla. En paralelo con la resistencia de carga están las capacidades distribuidas y la de la válvula. La capacitancia de entrada efectiva aumenta en una magnitud que depende de la ganancia de la etapa. En las frecuencias altas la reactancia en paralelo se hace lo suficientemente baja como para disminuir la impedancia del conexionado de entrada y salida de la válvula. Esta condición determina el límite superior de frecuencia del sistema.

Acoplamiento por impedancia.

Si la resistencia de carga de placa del amplificador acoplado por R-C se reemplaza por un inductor, el amplificador se designa como acoplado por impedancia. Puesto que la reactancia de carga de placa será muy alta, para los componentes alternos de la corriente de placa, podrá observarse un mayor grado de amplificación en el rango de frecuencias altas. En razón de que la resistencia a la C.C. del inductor de carga de placa, L_1, en la figura 3-2 es muy baja, puede obtenerse en placa una mayor tensión continua que la posible con una carga resistiva. Una característica indeseable es que la reactancia del inductor varía con la frecuencia y, por lo tanto, la magnitud de la amplificación no es igual para frecuencias distintas. Generalmente es posible obtener una característica de respuesta uniforme únicamente sobre un limitado rango de frecuencias.

Acoplamiento por transformador

Otro método para acoplar amplificadores en cascada es el acoplamiento a transformador. Un ejemplo típico se ilustra en la figura 3-3. La tensión de señal de entrada a la reja de V_1 varía la corriente de placa en el arrollamiento del primario de T_1. Esta variación de corriente en el primario, induce una tensión en el secundario del transformador. Éste tiene una relación de espiras de 3 a 1 y, por lo tanto, la tensión de señal en el secundario aplicada a la reja de V_2 es tres veces mayor que la aplicada al primario.

El acoplamiento por transformador tiene varias ventajas sobre el de R-C y el de inductor. La primera de ellas es la mayor ganancia obtenible en razón de la relación de transformación. Otra es el menor valor de tensión continua de placa que

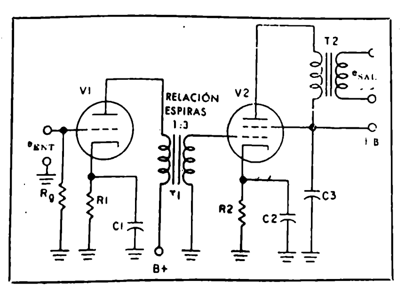


Figura 3-3. Circuito amplificador acoplado por transformador

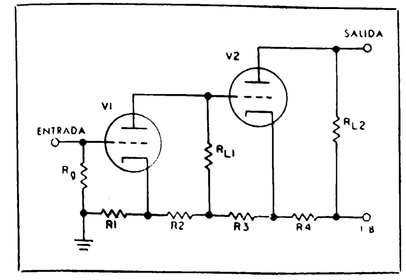


Figura 3-4. Circuito amplificador de acoplamiento directo

puede utilizarse. El arrollamiento del secundario puede también hacerse con punto medio para proveer dos tensiones de señal de reja desfasadas 180 grados para amplificadores Push-Pull (o simétricos). La propiedad de adaptación de impedancias es también una ventaja importante del acoplamiento a transformador.

Algunas de sus desventajas son: el costo elevado de los transformadores, su peso y tamaño, y los campos electromagnéticos de dispersión que producen.

Acoplamiento directo.

En los métodos de acoplamiento considerados en los párrafos anteriores, únicamente las tensiones alternas de señal, presentes en el circuito de placa, se acoplan al circuito de reja siguiente. Sin embargo, en el amplificador de acoplamiento que se muestra en la figura 3-4, la placa V_1 está conectada directamente a la reja de la etapa siguiente. Puesto que el amplificador de acoplamiento directo no utiliza capacitores o transformadores como dispositivos de acoplamiento, puede amplificar tensiones de señal continuas alternas de muy baja frecuencia. La red divisora de tensión desde R_1 hasta R_4 provee las tensiones de operación necesarias. Siguiendo las caídas de tensión continua a través de este divisor se verá que cada placa es positiva con respecto a su cátodo y cada reja es negativa respecto al mismo.

Una de las desventajas mayores del amplificador de acoplamiento directo, es el elevado valor de las tensiones de alimentación que deben proveerse para un amplificador multietapa de este tipo.

3-3 DISTORSIÓN

La señal amplificada de salida de un amplificador ideal, debe ser una réplica exacta de la de entrada. Sin embargo, todos los amplificadores introducen algo de distorsión. Los tres tipos de distorsión que se encuentran en los amplificadores a válvula de vacío son: de amplitud, de frecuencia y de fase.

La distorsión de amplitud, o no lineal, se presenta cuando la válvula amplificadora opera en la porción no lineal de la curva característica dinámica. Esta operación genera armónicas indeseables de la frecuencia fundamental que se está amplificando. Estas armónicas no deseadas se combinan en el circuito de placa con la frecuencia fundamental y la resultante es una señal de salida distorsionada. La figura 3-5 es un ejemplo de la distorsión de amplitud.

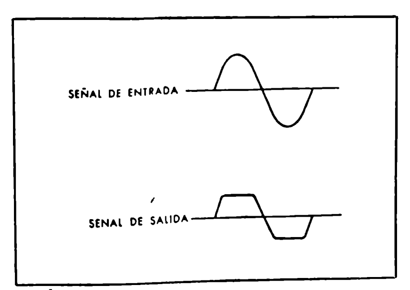


Figura 3-5. Ejemplo de distorsión de amplitud

La distorsión de frecuencia ocurre cuando ciertas frecuencias son más amplificadas que otras. Este tipo de distorsión se debe generalmente a los elementos inductivos y capacitivos del circuito, debido a que su impedancia varía en función de la frecuencia. Este tipo de distorsión se presenta en las frecuencias bajas si el capacitor de acoplamiento es demasiado pequeño, ofreciendo entonces una alta impedancia en serie a estas señales. En las frecuencias altas también se presenta como un resultado del efecto de las capacidades distribuidas del circuito, en derivación a tierra.

La distorsión de fase ocurre cuando una frecuencia componente de una señal de entrada compleja, tarda un tiempo más largo que otra para pasar a través del amplificador. Aunque ambas componentes se amplifican, una ha sufrido un retardo en tiempo y la señal de salida queda considerablemente deformada respecto de la de entrada.

3-4 AMPLIFICADORES DE AUDIO

El amplificador de audiofrecuencia es un circuito con válvula de vacío diseñado para aumentar el nivel de una señal en el rango de frecuencias debajo de los 20.000 c/s. Aunque el empleo fundamental es la amplificación de señales de sonido en aplicaciones tales como amplificadores de micrófono, sistemas de publicidad y la sección de audio de receptores de radio, los mismos circuitos se utilizan a menudo en otras aplicaciones que utilizan señales dentro del rango de las audiofrecuencias. Ejemplos de estas aplicaciones pueden encontrarse en los sistemas utilizados para controlar las antenas de radar.

Los tipos específicos de amplificadores de AF que se estudiarán en los parágrafos siguientes se dividen según su función a cumplir (tensión o potencia), y por el tipo de acoplamiento. La mayoría de los amplificadores de AF utilizan polarización

de cátodo, provista por el resistor y el capacitor de paso conectados a este electrodo. Este resistor fija el valor de corriente de placa de reposo (el valor de la corriente de placa con la reja a potencial de tierra). La tensión de cátodo es positiva y es la polarización de la válvula. Esta tensión depende de la elección de la válvula y de la tensión de alimentación disponible. El capacitor de paso proporciona un retorno a masa para las componentes alternas de la corriente de cátodo, y la señal se aplica por lo tanto entre reja y cátodo. Dicho capacitor es grande, generalmente del orden de 10 a 50 μF., y es normalmente del tipo electrolítico.

Amplificadores de tensión

El amplificador de tensión es empleado, como su nombre lo indica, para amplificar la tensión de una señal. En estos circuitos se encuentran válvulas triodo o pentodo, dependiendo la elección en particular y en gran parte, de la ganancia que se requiere. Los triodos se utilizan generalmente en aplicaciones de baja ganancia y proporcionan valores de ella entre 5 y 50; mientras que los pentodos pueden dar hasta valores alrededor de 370 en circuitos convencionales. Cuando la ganancia debe ser razonablemente uniforme sobre un rango completo de frecuencias, o cuando la economía o el peso son factores importantes, se utiliza acoplamiento a RC. Los acoplamientos a impedancia y a transformador se emplean generalmente en aplicaciones donde la tensión de alimentación de placa es baja. La ganancia para ambos tipos de acoplamiento no es uniforme sobre la banda completa de frecuencias, en razón de sus características resonantes. Puesto que la ganancia es elevada en la frecuencia de resonancia, el acoplamiento a impedancia o transformador se utiliza cuando se desea amplificar una sola frecuencia o una banda angosta de frecuencias.

En la figura 3-6, parte A, se muestra un amplificador de tensión de AF acoplado a RC. Puede verse que se utiliza un resistor como carga de placa y que la salida se acopla capacitivamente a la etapa siguiente. La señal de entrada se acopla a través del capacitor C_{c1} a la reja de control. Para su operación correcta, la amplitud de esta señal debe ser tal que la válvula trabaje como amplificador clase A (es decir, que la reja no alcance a hacerse positiva con respecto al cátodo durante el semiciclo positivo, o llegue por debajo del corte durante el negativo). La variación de la señal aplicada a la reja de control se traduce en la variación de la corriente a través de la válvula. Esta variación de la corriente de placa produce cambios en la tensión a través del resistor de carga, que están 180°

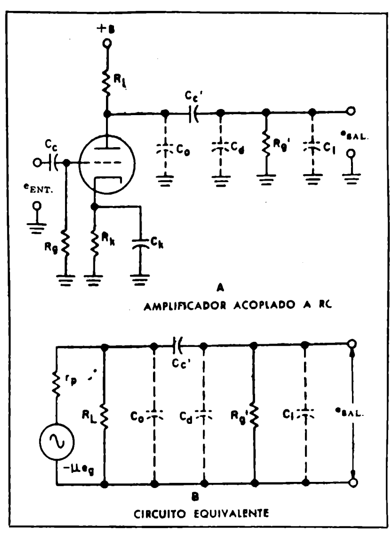


Figura 3-6. Amplificador acoplado por R-C y su circuito equivalente

desfasados con respecto a la variación en la entrada. La componente de alterna de la tensión a través de R_L es una versión amplificada de la señal de entrada que se acopla capacitivamente a la etapa siguiente.

Los capacitores representados con líneas de puntos representan la capacidad distribuida del conexionado (C_d), la de salida (C_o) y la de entrada de la etapa siguiente (C_i). La aplicación de la tensión de la señal a la reja de control determina una variación en la corriente de placa que es la misma que produciría un generador, en lugar de la válvula, con una impedancia interna Y_p y desarrollando una tensión $-\mu e_g$. El signo menos indica que la polaridad de la variación de salida es opuesta a la de la señal de entrada. Así, el circuito equivalente puede dibujarse como se indica en la parte B de la figura 3-6.

Como se ha mencionado anteriormente, el acoplamiento RC permite una ganancia uniforme sobre una banda bastante ancha de frecuencias. La ganancia en las frecuencias bajas queda limitada

por los valores del resistor de reja y el capacitor de acoplamiento, dado que la reactancia capacitiva y la resistencia actúan como un divisor de tensión aumentando aquélla a medida que baja la frecuencia. En los amplificadores de AF el resistor de reja está generalmente alrededor de 1 megohm y el capacitor de acoplamiento en el orden del 0,01 μF; la ganancia a frecuencias altas está limitada por el valor de R_L y las diversas capacidades distribuidas, puesto que la reactancia capacitiva disminuye a medida que aumenta la frecuencia de la señal.

En frecuencias bajas las reactancias de los capacitores representadas con líneas de puntos son insignificantes. Estas capacitancias son generalmente muy pequeñas y por lo tanto tienen una elevada reactancia y escaso efecto en las frecuencias bajas. Sin embargo, en frecuencias altas, la variación determinada por este efecto de capacitancia en paralelo se hace apreciable y no puede despreciarse. Las curvas típicas de respuesta obtenidas con valores diferentes de R_L se muestran en la figura 3-7. Nótese que el incremento del valor de R_L aumenta la ganancia de la etapa pero disminuye la respuesta de frecuencia. El valor real de R_L depende tanto de la aplicación cuanto de las características particulares de la válvula. Por ejemplo, los amplificadores de alta fidelidad utilizan muchas etapas, cada una de ellas con una respuesta de frecuencia extremadamente ancha pero comparativamente baja de ganancia, mientras que los equipos intercomunicadores, de los cuales se requiere únicamente comunicaciones inteligibles, generalmente tienen pocas etapas, cada una de ellas de elevada ganancia, para satisfacer las limitaciones de peso y tamaño.

Como un ejemplo de respuesta pobre a las frecuencias bajas, supongamos un resistor de reja de 1 Megohm y un capacitor de acoplamiento de 0,001 μF. (Este valor es demasiado pequeño y dará respuestas pobres a las frecuencias bajas.) La reactancia del capacitor de acoplamiento está dada por:

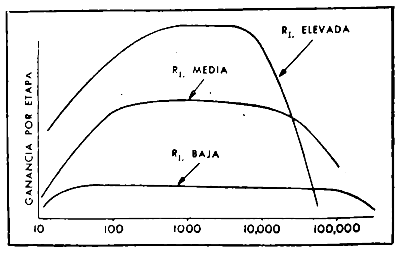


Figura 3-7. Efecto del valor del resistor de carga sobre la respuesta de frecuencia

$$x_c = \frac{1}{2\pi fC} \qquad (3\text{-}1)$$

Para f = 3.000 c/s (una frecuencia de voz)
x_c = 0,052 Megohm
mientras que para
f = 100 c/s (una baja frecuencia de audio)
x_c = 1,6 Megohm

x_c y R_g forman una red divisora de tensión y la tensión que aparece en la reja de la válvula puede por lo tanto calcularse con la fórmula:

$$V_g = V_a \frac{R_g}{\sqrt{R_g^2 + x_c^2}} \qquad (3\text{-}2)$$

donde:

V_g = tensión que aparece en reja
V_a = tensión aplicada
R_g = valor del resistor de reja (1 Megohm)
x_c = reactancia capacitiva

Puede verse que para una frecuencia de 3.000 c/s la reactancia capacitiva (x_c) es insignificante en comparación con la resistencia de reja (0,052 Megohm comparada con 1 Megohm); por lo tanto $V_g = V_a$. Sin embargo, no es éste el caso en la frecuencia de 100 c/s.

Para f = 100 c/s

$$V_g = V_a \frac{1 \times 10^6}{\sqrt{(1 \times 10^6)^2 + (1{,}6 \times 10^6)^2}}$$
$$= V_a \frac{1 \times 10^6}{\sqrt{3{,}56 \times 10^{12}}}$$
$$= V_a \frac{10^6}{1{,}89 \times 10^6}$$
$$= 0{,}53\ V_a$$

Sólo un poco más de la mitad del valor de la señal aplicada aparecerá en la reja. Por lo tanto, si se desea que la respuesta uniforme se extienda hacia abajo hasta 100 c/s, se necesita un capacitor de acoplamiento más grande.

Para el cálculo de la respuesta en frecuencias altas, supongamos un resistor de carga de placa de 500 K y una capacidad distribuida de 200 μμF.

A la frecuencia de 3.000 c/s, x_c = 2,7 Megohm, mientras que a 15.000 c/s (una frecuencia alta de audio), x_c = 530 K.

La resistencia de carga de placa y la capacitancia en paralelo forman un circuito RC en paralelo (Rg' puede despreciarse puesto que es elevada). Este tipo de circuito ha sido considerado anterior-

mente en circuitos de C.A., y deberá recordarse que la impedancia total está dada por:

$$Z_T = \frac{R X_o}{\sqrt{R^2 + X_o^2}} \qquad (3\text{-}3)$$

Insertando los valores adecuados para R y X_o, la impedancia total se calcula para las frecuencias de 3.000 y 15.000 c/s.

Para f = 3.000 c/s, Z_T = 492 K

f = 15.000 c/s, Z_T = 367 K

Se recordará que la amplificación de la etapa, está dada por la fórmula

$$A = \frac{\mu R_L}{R_L + r_p} \qquad (3\text{-}4)$$

donde:

A = ganancia de la etapa
μ = factor de amplificación de la válvula
R_L = resistencia de carga de placa
r_p = resistencia dinámica de la placa de la válvula

Suponiendo que la válvula tiene un μ de 45 y una resistencia dinámica de placa de 15 K (valores razonables para un triodo), entonces:

Para f = 15.000 c/s, A = 43,7

Para f = 3.000 c/s, A = 43,3

Así, para los valores elegidos, la ganancia de la etapa no se perjudica demasiado. Este es el caso, en efecto, con la mayoría de los triodos amplificadores de audio, puesto que la capacidad distribuida es pequeña y generalmente insuficiente para determinar grandes diferencias en la respuesta a frecuencias altas.

Amplificador acoplado por impedancia

En la parte A de la figura 3-8 se muestra un amplificador de tensión de AF acoplado a impedancia. Este circuito emplea un inductor (L_L) como impedancia de carga de placa en lugar del resistor del amplificador acoplado a R-C, siendo su operación en general bastante similar a la de éste. Se observará que la tensión de salida se desarrolla a través del inductor L_L. La reactancia inductiva y, por lo tanto, la ganancia del amplificador, aumenta con el aumento de la frecuencia de la señal. Sin embargo, la inductancia y las varias capacidades distribuidas (incluyendo la existente entre espiras del inductor, C_L) resuenan en alguna frecuencia, determinando que el amplificador tenga su máxima ganancia en dicha frecuencia de resonancia. La ganancia disminuye cuando la frecuencia aumenta o disminuye de este valor.

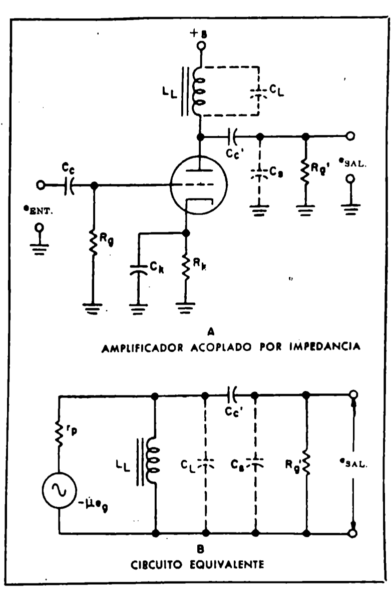


Figura 3-8. Amplificador acoplado por impedancia y su circuito equivalente

El amplificador acoplado a impedancia se emplea a menudo donde la tensión de alimentación disponible es baja, debido a que también lo es la resistencia del inductor a la C.C. También se lo encuentra en aplicaciones donde se requiere la amplificación de una estrecha banda de frecuencias solamente.

Como ejemplo de rendimiento de este amplificador, supongamos que el valor del inductor es de 5 henry. Dado que la resistencia de dicho inductor es solamente de alrededor de 100 ohm, puede despreciarse a fin de simplificar los cálculos. Se supone que la capacidad distribuida en derivaciones es de 200 $\mu\mu$F y, por lo tanto, la frecuencia de resonancia del inductor es de 5.000 c/s. Deberá recordarse que la fórmula para determinar la corriente de línea en un circuito en paralelo es:

$$I_{línea} = \sqrt{I_R^2 + (I_{XL} - I_{XC})^2} \qquad (3\text{-}5)$$

En este ejemplo, R (que es la resistencia de reja R_g' de la etapa siguiente), se supone que es muy

grande y por lo tanto I_R es casi cero. En este caso la fórmula (3-5) se reduce a:

$$I_{linea} = I_{XL} - I_{Xc} \qquad (3\text{-}6)$$

Se recordará que la ley de Ohm para circuitos de C.A. es: $I = \frac{E}{Z}$. Sustituyendo en la ecuación (3-6) y resolviendo para calcular la impedancia total tendremos:

$$Z_T = \frac{\frac{L}{C}}{X_L - X_c} \qquad (3\text{-}7)$$

La relación L/C se calcula para que sea $2{,}5 \times 10^{10}$, mientras que para:

f = 100 c/s, X_L = 3.140 y X_c = 8 Megohm.
f = 3.000 c/s, X_L = 94,2 K y X_c = 265 K
f = 5.000 c/s, X_L = 157 K y X_c = 159 K (aproximadamente la condición de resonancia)
f = 15.000 c/s, X_L = 471 K y X_c = 53 K

Por lo tanto para:

f = 100 c/s, Z_T = 3.100 ohm
f = 3.000 c/s, Z_T = 146 K
f = 5.000 c/s, Z_T = infinito (teóricamente)
f = 15.000 c/s, Z_T = 60 K

Si se supone ahora que el factor de amplificación de la válvula (μ) es 40 y la resistencia dinámica de placa (r_p) es 15 K, es posible calcular la ganancia por etapa para todas las frecuencias excepto la de resonancia (en este caso la resistencia de 100 ohm no puede despreciarse).

La fórmula de la ganancia por etapa es:

$$A = \frac{\mu R_L}{R_L + r_p} \qquad (3\text{-}8)$$

Efectuando estos cálculos resultan en:

A = 6,9 para f = 100 c/s
A = 36,2 para f = 3.000 c/s
A = 32,0 para f = 15.000 c/s

La condición de resonancia y la disminución extrema de ganancia en las frecuencias bajas son obvias según se desprende de este ejemplo, e indican claramente el problema que se encuentra en el empleo del acoplamiento a impedancia.

Amplificador acoplado por transformador

En la figura 3-9 se muestra un amplificador de AF acoplado por transformador. Como puede verse, la impedancia de carga de placa es el arrollamiento primario del transformador. Como en el caso del amplificador acoplado por impedancia, este tipo de amplificadores tiene el problema de la respuesta de frecuencia. Sin embargo, si se emplea un transformador elevador se puede obtener una ganancia de tensión adicional.

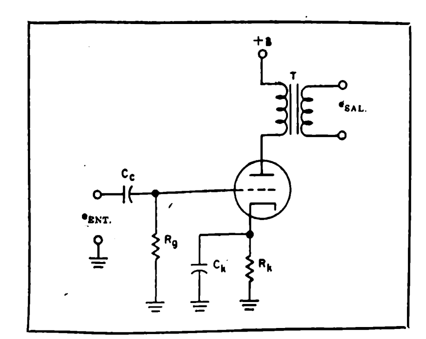


Figura 3-9. Circuito amplificador acoplado por transformador

En aplicaciones donde se desea una ganancia extremadamente elevada se utiliza a menudo una válvula pentodo en lugar de los triodos que hemos estudiado hasta ahora. Generalmente los amplificadores de AF a pentodo son del tipo de acoplamiento a RC que se muestra en la figura 3-10. Como en el caso del triodo amplificador, la salida se desarrolla a través de la resistencia de carga de placa (R_L) y se acopla capacitivamente a la etapa siguiente mediante el C_c'. El circuito de reja pantalla tiene un capacitor de paso, C_{sg} cuya función es la de proveer un camino de baja reactancia a tierra para todas las componentes alternas de la tensión de pantalla. Esto mantiene constante a esta

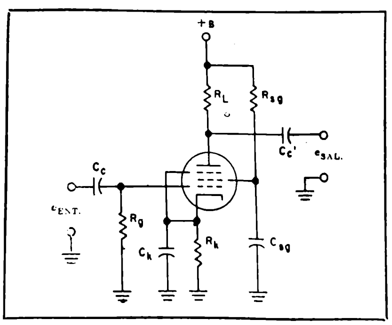


Figura 3-10. Circuito amplificador acoplado por R-C con pentodo

tensión y evita deformaciones. Puesto que, en general, la resistencia dinámica de placa de la válvula pentodo es elevada, el resistor de carga R_L debe ser tan grande como lo permita la tensión de la fuente de alimentación y las características de la válvula.

Amplificadores de potencia

Un amplificador de potencia de AF se utiliza, como lo indica su nombre, para amplificar o aumentar la potencia de una señal de entrada de AF. Difiere de un amplificador de tensión, en que se amplifica corriente más que tensión y por esta razón se los denomina a menudo amplificadores de corriente. Prácticamente, todos los amplificadores de potencia de AF utilizan acoplamiento por transformador a la salida. Debe recordarse que la transferencia máxima de energía de un generador a su carga ocurre cuando la impedancia de carga es igual a la impedancia del generador. En forma similar, para la transferencia máxima de potencia de un amplificador de este tipo, la impedancia de carga (en general la impedancia del primario del transformador de salida), debe ser igual a la resistencia dinámica de la válvula. Sin embargo, una adaptación exacta de impedancia a menudo introduce distorsión, por lo que se sacrifica entonces algo de potencia a fin de limitar dicha distorsión a valores reducidos. Una ventaja importante del acoplamiento por transformador radica en la adaptación de impedancias. Rara vez la impedancia de carga alimentada por un amplificador se adapta a la impedancia de salida del mismo, por lo que se hace necesario algún tipo de red de adaptación. Un transformador correctamente diseñado ofrece un método muy conveniente para efectuar la adaptación de impedancias puesto que, mediante la elección de la relación de espiras adecuada, puede hacerse que casi cualquier carga refleje el valor correcto de impedancia al circuito de placa de la válvula.

En la parte A de la figura 3-11 puede verse un amplificador de potencia de AF que utiliza una sola válvula triodo. Nótese que el diagrama de este circuito es idéntico al amplificador de tensión de AF acoplado por transformador de la figura 3-9. La diferencia entre ambos radica en el tipo de válvula utilizada y en los regímenes de potencia de los diversos componentes. Este tipo de amplificador se conoce también como simple (o asimétrico), a diferencia de los push-pull (o simétricos) y se opera generalmente en clase A, dando una buena fidelidad, pero requiriendo una gran amplitud de señal de entrada.

Como se indica en la parte B de la figura 3-11, a menudo se utiliza una válvula del tipo de haces dirigidos en lugar de triodos en los amplificadores simples. La válvula de potencia de haces dirigidos requiere menos señal de entrada en forma de excitación de reja, pero existe también una pérdida de fidelidad y una tendencia a la oscilación. Para superarla, a menudo se emplea una realimentación inversa como la que provee el capacitor C_f.

Para aumentar aún más la potencia de salida, frecuentemente se utilizan dos válvulas. Éstas se conectan como se indica en la parte C de la figura 3-11, circuito conocido como amplificador de potencia push-pull o simétrico. Este circuito requiere dos señales de entrada desfasadas (derivadas del inversor de fase que estudiaremos más adelante), y es capaz de entregar más del doble de la potencia que se puede obtener de un amplificador de terminación simple. El aserto "más del doble" resulta de la relación no lineal de potencia, corriente, tensión e impedancia. Si la componente efectiva de alterna de la tensión a través del transformador se duplica, como es el caso cuando se aplican señales de C.A. fuera de fase a los extremos opuestos del arrollamiento primario, la potencia efectiva se multiplica por el factor 4 (suponiendo que no se sumaran las pérdidas). Este aumento teórico no se obtiene en la práctica, pero la potencia que se consigue es más del doble. Otro factor que interviene en el problema de la transferencia de potencia en el amplificador es la distorsión armónica. Cualquier distorsión produce armónicas pares e impares en el circuito de salida. En el amplificador push-pull las armónicas pares determinan flujos magnéticos en los transformadores, siendo teóricamente flujos de magnitud iguales y opuestos en dirección. La anulación que resulta de las armónicas pares reduce este tipo de distorsión y permite una adaptación más ajustada de las impedancias de carga de placa y de la resistencia dinámica de las válvulas, lo que aumenta la potencia entregada a la carga.

El amplificador de potencia de AF push-pull se opera a menudo en clase A, con una autopolarización suministrada por la resistencia de cátodo común con su capacitor de paso, pero también se lo puede hacer trabajar en clase AB o B. En estas clases de operación se introduce una pequeña distorsión porque los flujos resultantes de los pulsos de corriente de placa se suman para producir un ciclo completo de AF en la salida, como se ilustra en la figura 3-12. En la operación clase A, el capacitor de paso C_k puede eliminarse sin que se aprecie ningún efecto nocivo.

En circuitos push-pull se utilizan frecuentemente válvulas pentodo y de haces dirigidos, pero su

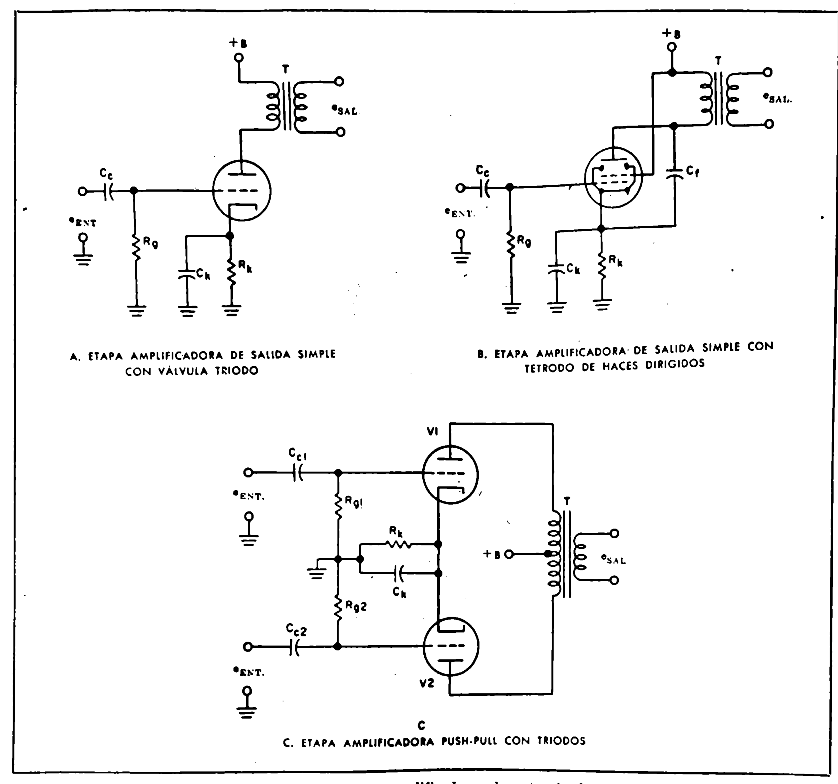


Figura 3-11. Circuitos amplificadores de potencia de AF

empleo produce armónicas impares de la señal de entrada, que aparecen a la salida. Estas armónicas no se eliminan por acumulación como lo son las armónicas pares y la impedancia de carga de placa no puede aumentarse más allá del punto en que esta distorsión comienza a hacerse objetable.

Otras ventajas del circuito push-pull incluyen posibilidades de diseño de transformadores más eficientes y la anulación de las tensiones de "ripple" de la fuente de alimentación. Puesto que los flujos determinados por las componentes continuas de la corriente de placa se anulan en las válvulas, el núcleo del transformador no transporta un campo residual de continua y por lo tanto puede hacerse más pequeño.

Las tensiones de "ripple' o zumbido de la fuente de alimentación se anulan entre sí reduciéndose las exigencias de filtrado. En general el circuito push-pull se emplèa siempre que sea posible en circuitos amplificadores de AF, por sus ventajas sobre otros tipos de amplificadores. Se han efectuado esfuerzos considerables para mejorar la respuesta de frecuencia de estos circuitos para reproducción de alta fidelidad y se han desarrollado muchas dis-

posiciones complejas con esta finalidad. Sin embargo, para la mayoría de las aplicaciones los circuitos básicos aquí mostrados son suficientes.

Inversor de fase

Como se dijo en el párrafo anterior sobre el amplificador de AF push-pull, se requieren a la entrada dos señales de fases opuestas. Dado que el amplificador de tensión que provee la señal de entrada es generalmente del tipo simple, es necesario incluir un circuito que convierta su salida en las dos señales necesarias para el amplificador push-pull. En la figura 3-13 se ilustra un número de circuitos que realizan esta función y se los conoce como inversores de fase. (Otros nombres que los designan son: divisores de fase y amplificadores parafase.) En realidad, y hablando estrictamente, el inversor de fase no es un amplificador puesto que en la mayoría de los casos las señales de salida son un poco más bajas en amplitud que las de entrada (ganancia de etapa menor que 1).

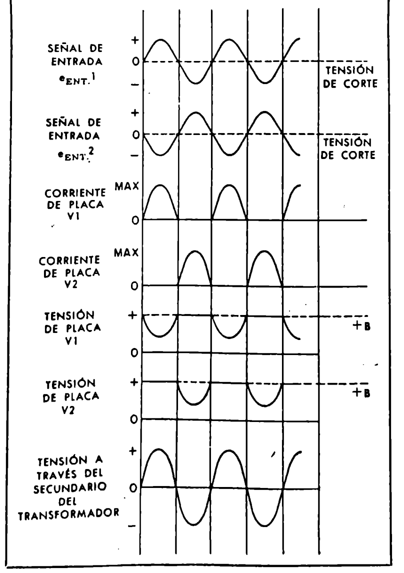


Figura 3-12. Formas de onda de un amplificador push-pull polarizado al corte

Sin embargo, en razón de su aplicación, el estudio sobre el inversor de fase se incluye en el material sobre amplificadores.

El inversor de fase del tipo a transformador, ilustrado en la parte A de la figura 3-13, es casi idéntico al amplificador de tensión de AF acoplado a transformador (figura 3-9). La diferencia radica en el empleo de un transformador con un secundario que posee punto medio. Si esta derivación se pone a tierra el arrollamiento secundario produce dos señales de salida que son de igual amplitud y de fase opuesta. Este es el tipo de divisor de fase más costoso, pero tiene las ventajas de menor pérdida de potencia en el acoplamiento interetapa y menor distorsión.

El inversor de fase más barato y simple es el del tipo de una sola válvula que se ilustra en B de la figura 3-13, al cual se aplica el término de amplificador parafase. Desde que la corriente de placa a través de la válvula es también la corriente a través de R_{k2} y R_L (R_{k1} tiene el capacitor de paso C_k y por lo tanto presenta una reactancia insignificante a la componente alterna de la corriente de placa), las señales de salida serán de igual amplitud mientras el valor de ambos resistores sea el mismo.

Se recordará que la inversión de fase de la señal tiene lugar entre reja y placa, no entre reja y cátodo. Las dos señales de salida son por lo tanto de fase opuesta.

Este tipo de divisor de fase se emplea frecuentemente en razón de su simplicidad y bajo costo. Sin embargo, tiene la desventaja de una ganancia de etapa menor que uno (es decir, que la amplitud de la señal de salida es menor que la de la señal de entrada).

En C de la figura 3-13, vemos un amplificador parafase que utiliza una red divisoria de tensión y puede amplificar la señal de entrada, además de realizar su función de inversión de fase. La válvula V1 es un amplificador convencional acoplado por R-C cuya señal de salida aparece a través de la combinación en serie de R_{o1} y R_r. Estos resistores actúan como un divisor de tensión convencional y la porción de señal que aparece a través de R_r se aplica a la reja de V2. Si los resistores R_{o1} y R_r son de valores adecuados, la señal que aparece en la reja de V2 tendrá la misma amplitud que la de entrada. Si ambas etapas son idénticas, las dos salidas serán iguales en amplitud y opuestas en fase.

El divisor de fase mostrado en D de la figura 3-13 es bastante similar al de C con la única diferencia en el método de acoplamiento.

En este circuito, V1 es un amplificador acoplado a R-C cuyo cátodo no tiene capacitor de paso. Por

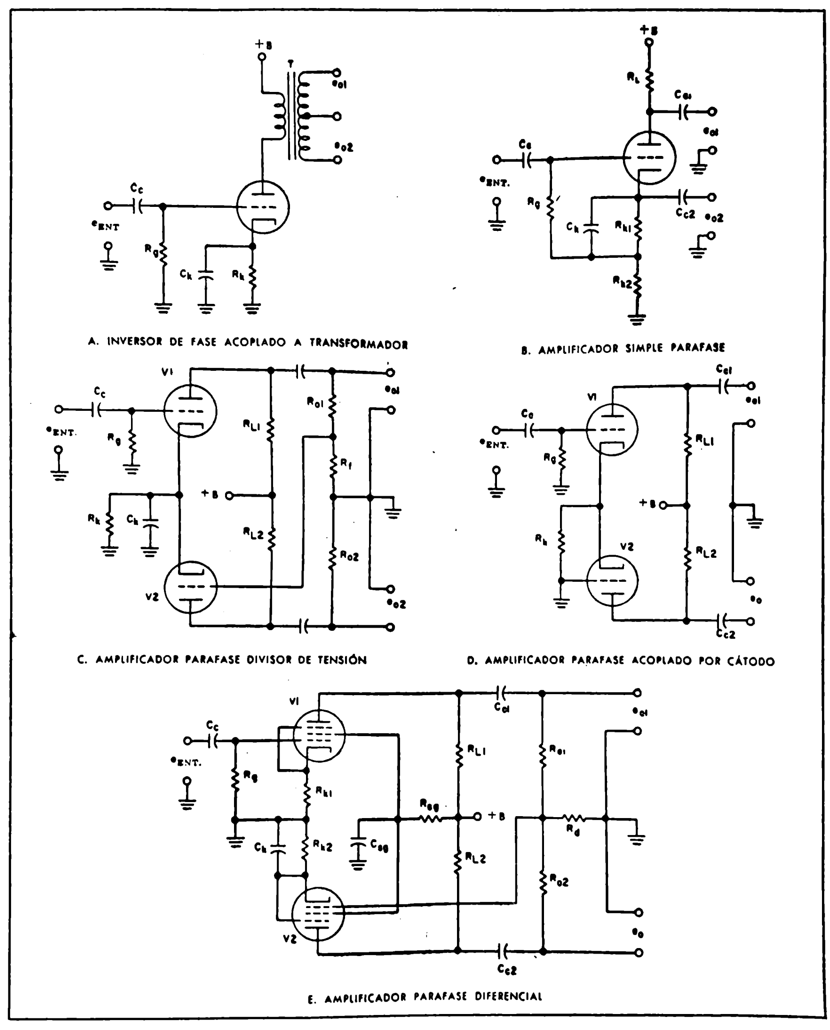


Figura 3-13. Circuitos inversores de fase acoplados a transformador y amplificador parafase

lo tanto, si el valor de R_k se elige correctamente, la señal que aparece sobre ella es la mitad del valor de la señal de entrada. En este caso, la variación entre reja y cátodo que amplifica la válvula V1, tiene realmente la mitad de la amplitud de la señal de entrada. Esta variación reja a cátodo se amplifica e invierte en V1 y es una de las dos salidas. El circuito de la válvula V2 es el de un amplificador con entrada por cátodo y reja a masa. Se recordará de lo estudiado previamente acerca de este tipo de circuito que, aunque se amplifica la señal de entrada a cátodo, no tiene lugar la inversión de fase. Esta salida está por lo tanto en fase con la señal aplicada. Con esta configuración se obtienen entonces dos señales de salida de amplitudes iguales y fases opuestas.

En E de la figura 3-13 se presenta un amplificador parafase diferencial que utiliza dos válvulas pentodo. V1 es un amplificador de tensión convencional acoplado a R-C excepto el resistor de cátodo sin capacitor de paso R_{k1}. La salida aparece sobre la combinación de R_{o1} y R_d en serie.

La salida de V2 es de fase opuesta a la de V1 y aparece sobre la combinación de R_{o2} y R_d en serie. La tensión resultante a través de R_d es, de este modo, la diferencia entre ambas tensiones. Puede verse que si las dos salidas fueran de amplitudes exactamente iguales y también lo fueran R_{o1} y R_{o2} en sus valores, no habría excitación de reja sobre la V2. A fin de proveerla es necesario que la amplitud de la salida de V1 sea levemente mayor que la de V2. Aunque el empleo de pentodos con su alta ganancia resultante miniminiza esta diferencia, este circuito no se utiliza frecuentemente.

3-5 SEGUIDOR CATÓDICO

En la figura 3-14 A, se presenta un diagrama esquemático de un seguidor catódico. A título de revisión recuérdese que un seguidor catódico es un circuito en el cual el resistor de cátodo sin capacitor de paso proporciona realimentación degenerativa. La señal de salida se toma sobre este resistor y la placa de la válvula está a potencial de tierra para alterna. Por lo tanto, el circuito opera como un amplificador de placa a tierra y la entrada y salida son de la misma polaridad.

Debido a la falta de capacitor de paso en el resistor de cátodo, la ganancia de tensión es siempre menor que uno y está dada por la fórmula:

$$A = \frac{\mu R_k}{r_p + R_k (\mu + 1)} \qquad (3\text{-}9)$$

En B de la figura 3-14 se muestra el circuito equivalente del seguidor catódico. Puede verse que la fórmula de la ganancia de tensión resulta del cálculo de $e_{salida} / e_{entrada}$.

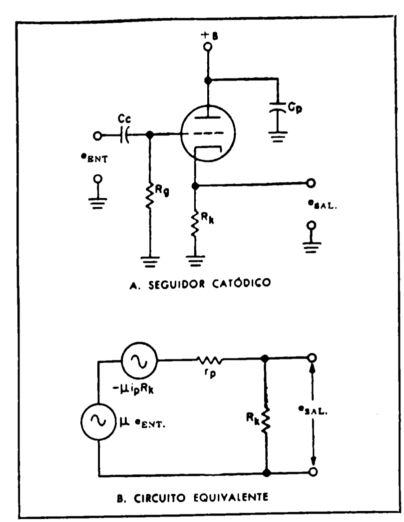


Figura 3-14. Seguidor catódico y su circuito equivalente

El empleo más amplio del circuito seguidor catódico es en aplicaciones de acoplamiento de impedancia, donde con la señal de salida se alimentan líneas de transmisión u otros dispositivos de baja impedancia. También se emplea frecuentemente para aislar circuitos críticos de los efectos de carga de las impedancias bajas.

La impedancia de entrada del seguidor catódico es alta. La reja es negativa con respecto al cátodo y en razón del efecto degenerativo del resistor de cátodo sin capacitor de paso, se puede aplicar un pulso de elevada amplitud entre reja y tierra sin que este electrodo tome corriente.

Por otra parte, la impedancia de salida del seguidor catódico es baja. El circuito equivalente de salida mostrado en la figura 3-15 se obtiene de la expresión que se transcribe abajo para la corriente de placa en el circuito de la figura 3-14.

$$i_p = \frac{\mu e_{ent}}{r_p + R_k (\mu + 1)} \qquad (3\text{-}10)$$

Dividiendo el numerador y denominador por el factor $\mu + 1$ resulta en

$$i_p = \frac{\frac{\mu}{\mu + 1} e_{ent}}{R_k + r_p/\mu + 1} = \frac{\mu' e_{ent}}{R_k + r'_p} \qquad (3\text{-}11)$$

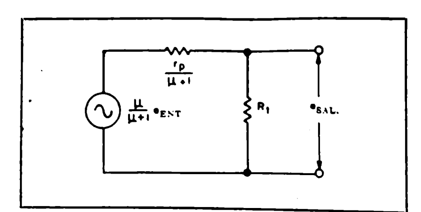


Figura 3-15. Circuito equivalente de salida del seguidor catódico

Puede verse que esta expresión es la de un amplificador en el cual la ganancia de la válvula es μ' (ó $\frac{\mu}{\mu+1}$), y la resistencia de placa a la C.A. es r'_p (ó $\frac{r_p}{\mu+1}$).

Puesto que la placa está a potencial de tierra para alterna, la impedancia de salida es la combinación de la resistencia de cátodo y la resistencia equivalente de placa a la C.A. en paralelo, y se obtiene:

$$Z_{salida} = \frac{R_k \frac{r_p}{(\mu+1)}}{R_k + \frac{r_p}{\mu+1}} = \frac{R_k\, r_p}{r_p + R_k\,(\mu+1)} \qquad (3\text{-}12)$$

Esta impedancia es baja cuando se la compara con la de una etapa amplificadora convencional y la selección adecuada de la válvula (valores de r_p y μ) y los valores del resistor de cátodo, permitirá el acoplamiento a cualquier impedancia de carga.

La elevada impedancia de entrada es esencialmente constante y el seguidor catódico hace posible la aislación de circuitos críticos de los efectos de las variaciones de la impedancia de carga. Su baja impedancia de salida le hace posible la adaptación a las impedancias de carga y de este modo evitar efectos que resulten en distorsión o pérdida de potencia. Debe notarse que en esta aplicación la ganancia de la etapa es generalmente de importancia secundaria.

3-6 BEL Y DECIBEL

En electrónica se utilizan los términos *bel* y *decibel* para expresar la relación de dos valores de potencia, de tensiones o de corrientes. Fundamentalmente, el bel y el decibel se utilizan para establecer la relación de dos niveles de potencia. Como se expresó al principio, el bel significa una relación de potencia de 10 a 1 entre la intensidad de dos sonidos. Para entender mejor el significado del bel, consideremos tres sonidos de la misma frecuencia pero intensidades distintas (nivel de potencia). Si la intensidad del segundo sonido es 10 veces la del primero se dice que su nivel de potencia es de 1 bel por encima del primero. Si el tercer sonido tiene una intensidad que es 10 veces la del segundo, su nivel es de 1 bel sobre el del segundo. Pero, puesto que el tercer sonido es 100 veces más intenso que el primero, su nivel es de 2 bel sobre éste.

Así, una relación de potencia de 100 a 1 se representa por 2 bel; una de 1000 a 1 por 3 bel; una de 10.000 a 1 por 4 bel, etc. De estas relaciones se observará que el concepto de bel representa una relación logarítmica puesto que el logaritmo de 100 en base 10 es igual a 2 (correspondiendo a 2 bel); el logaritmo de 1000 es igual a 3 (correspondiendo a 3 bel), etc.

La relación exacta está dada por la fórmula:

$$\text{bel} = \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \qquad (3\text{-}13)$$

Donde: $\frac{P_2}{P_1}$ = la relación entre las dos potencias.

Esta característica logarítmica del bel lo hace un medio muy conveniente para expresar relaciones de potencia. El bel es una unidad demasiado grande y su empleo como tal para expresar las relaciones de potencia de dos señales de audio o radiofrecuencia, no es práctico. De allí que generalmente se utilice una unidad más pequeña, el decibel. Diez decibel son iguales a 1 bel. Las relaciones de potencia de 10 a 1 que pueden representarse por 1 bel, pueden serlo también por 10 decibel (10 db); las de 100 a 1 (2 bel) por 20 db; las de 1000 a 1 (3 bel), por 30 db, etc.

La fórmula anterior para bel puede también escribirse para dar el resultado directamente en decibel simplemente por su multiplicación por 10. La fórmula resultante viene a ser:

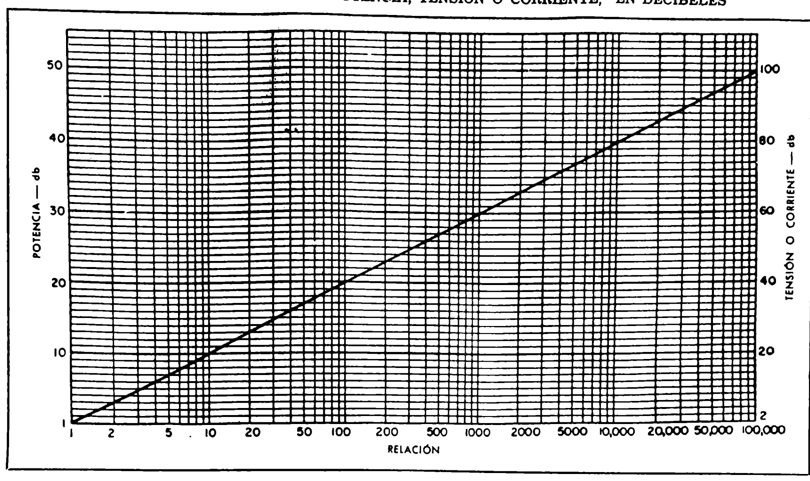
$$\text{decibel (db)} = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \qquad (3\text{-}14)$$

Como ejemplo de empleo de esta fórmula consideremos el caso en que se involucran dos sistemas amplificadores de audio. El primero de ellos es capaz de entregar un máximo de 10 watt de potencia a una carga dada, mientras que el segundo es capaz de suministrar 100 watt a una carga idéntica. Insertando valores en la fórmula (3-14) y operando da:

$$\text{db} = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} = 10 \log_{10} \frac{100}{10} = 10 \log_{10} 10 = 10$$

Así, el nivel de salida del segundo amplificador

TABLA 3-1. RELACIONES DE POTENCIA, TENSIÓN O CORRIENTE, EN DECIBELES



es de 10 db por encima de la salida del primero. Debe quedar entendido claramente que el término decibel no indica potencia por sí mismo pero sí una relación o comparación entre dos valores de potencia. En las pruebas de sistemas audio-amplificadores y de comunicaciones y transmisores y receptores de radar, se encontrará a menudo que las mediciones de rendimientos se presentan en decibeles. Estas comparaciones se pueden efectuar empleando un nivel fijo de potencia como referencia.

El decibel se puede utilizar como un nivel absoluto mediante la convención de un nivel fijo de referencia llamado cero, para expresar las relaciones y para indicar la unidad absoluta por su número de decibeles por encima o por debajo del valor de referencia fijado. Como ejemplo, supongamos que se desea expresar el valor en decibeles de la salida de un transmisor de 20 Watt. Supongamos además que un nivel de referencia es 0,001 Watt (1 miliwatt). Esto es equivalente a una relación de potencia de $\frac{20}{0,001}$ ó 20.00, lo que se puede expresar en términos de db de la siguiente manera:

$$db = 10 \log_{10} \frac{20}{0,001} = 10 \log_{10} 20.000$$

(Nota: $\log_{10} 20.000 = 4,3$)

$$db = 10 \times 4,3 = 43$$

TABLA 3-2. CARTILLA DE NIVEL DE SONIDO

Nivel * en db	Condición de sonido relativa.
0	Umbral de audición promedio.
10	Susurro de hojas con una brisa leve.
20	Murmullo a 1 ½ metros de distancia.
30	Residencias de campo apacibles.
40	Promedio en domicilios.
50	Promedio en oficinas.
60	Calle residencial.
65	Promedio de conversación.
70	Calle de negocios.
80	Promedio de motor de camión, a 3 metros de distancia.
90	Calle de tránsito muy intenso, a 3 metros de distancia.
100	Tren subterráneo.
110	Fábrica de calderas.
120	Molestia.
130	Promedio del umbral de dolor.

* Basado en 0db, 10^{-10} microwatt por cm^2.

El "nivel cero" respecto a 0db = 1 miliwatt (con decibeles por encima o debajo de este nivel llamados comúnmente ±dbm), ha ganado considerable aceptación en la electrónica industrial, aunque el de 6 miliwatt y otros valores son también utilizados extensamente como niveles de referencia. Es por ello muy importante, cuando el decibel se

emplea como una unidad absoluta de este tipo, que se entienda claramente el valor de referencia.

Las relaciones entre corrientes y tensiones también pueden expresarse en términos de decibeles, supuesto que la resistencia a la que se alimenta o a través de la cual cae la tensión, permanece constante. Para resistencias iguales las fórmulas son:

$$db = 20 \log_{10} \frac{E_2}{E_1} \qquad (3\text{-}15)$$

$$db = 20 \log_{10} \frac{I_2}{I_1}$$

La diferencia en el factor de multiplicación en estas fórmulas (20 en lugar de 10, como en el caso de relaciones de potencia), surge del hecho de que la potencia es proporcional al cuadrado de la tensión o corriente y cuando un número está elevado al cuadrado, su logaritmo es el doble. Para relaciones de potencia, el valor del db es 10 veces el logaritmo de la relación. Para relaciones de tensión o corriente el valor del db es 20 veces el logaritmo de la relación. La tabla 3-1 presenta un medio gráfico de determinación de relaciones de potencia, tensión o corriente expresadas en términos de db; se encontrará que el gráfico es muy útil para la rápida obtención de relaciones en decibeles de señales de audio o radiofrecuencia.

Para mayor claridad en el entendimiento del significado de la intensidad del sonido expresado en decibeles, la tabla siguiente (tabla 3-2) ilustra acerca de intensidades aproximadas en db conjuntamente con niveles comunes de sonido.

Escalas de decibelímetros

Muchos instrumentos de combinación, particularmente los óhmetros-voltímetros-miliamperímetros y voltímetros a válvula, están dotados de escalas calibradas en decibeles. Estos medidores son de gran valor para efectuar muchos tipos de mediciones donde se desea una indicación directa en decibeles. Cuando se los utiliza incorrectamente, sin embargo, la indicación obtenida puede ser imprecisa como también absolutamente sin sentido. En la mayoría de los casos la calibración de estos instrumentos se basa sobre una impedancia de 600 ohm y un nivel cero 1 miliwatt. Por lo tanto, cuando se conecta el medidor sobre una carga que tiene una impedancia distinta de 600 ohm, la lectura no será correcta. El factor de corrección que se debe aplicar se determina de la siguiente manera:

$$\text{Factor de corrección (db)} = 10 \log_{10} \frac{\text{Z del medidor}}{\text{Z del circuito}} \qquad (3\text{-}16)$$

Cuando la impedancia del circuito a medir es mayor que la del instrumento, el factor de corrección se resta de la indicación del medidor, y se lo suma en caso contrario. La mayoría de los buenos instrumentos utilizados en pruebas de circuitos electrónicos tienen la calibración de impedancia para la escala en db impresa en algún lugar del cuadrante de escalas.

3-7 RESUMEN

El breve estudio sobre tipos de amplificadores y sus diferencias permite tener un panorama sobre los amplios requerimientos que debe reunir una válvula para la amplificación de tensión de señales.

Los circuitos amplificadores se clasifican de acuerdo con su aplicación y características. El medio más general de identificación de los circuitos amplificadores es el de la necesidad mayor de salido, tensión o potencia. Otras clasificaciones de los amplificadores incluyen el punto de operación de la válvula y las frecuencias de la señal que debe amplificar el circuito.

En lo que concierne a la aplicación del circuito, los amplificadores se utilizan con dispositivos de amplificación de audio, radio o videofrecuencias. Para realizar su adecuada aplicación se debe emplear un tipo de acoplamiento apropiado. Los dos métodos más comunes para conectar la salida de un amplificador a la entrada de otro son: acoplamiento por resistencia-capacitancia o acoplamiento por transformador.

La capacidad de los circuitos amplificadores para proveer una tensión de señal amplificada, idéntica a la de entrada, está algunas veces limitada por la elección de los valores de los componentes, produciéndose entonces una señal de salida distorsionada. Los tipos de distorsión que se pueden presentar en los circuitos amplificadores son los de amplitud, frecuencia y fase, que son todos indeseables en la mayoría de las aplicaciones.

Los amplificadores de audiofrecuencia se pueden utilizar para una gran variedad de propósitos y la aplicación específica determina la selección de una u otra combinación de circuitos diversos. El amplificador de tensión se emplea para aumentar el nivel de tensión de la señal de entrada y se han mostrado una cantidad de métodos de acoplamiento. El amplificador de potencia se emplea generalmente para excitar un parlante o algún dispositivo similar, mientras que el inversor de fase o amplificador parafase se utiliza para proveer las dos señales de entrada desfasadas requeridas por el amplificador de potencia push-pull. El seguidor catódico se utiliza generalmente como un circuito de adaptación de impedancias y se lo emplea tam-

bién para aislar un circuito crítico de los efectos de las variaciones de la carga. La sección de audio de un receptor típico de comunicaciones militares hace uso de muchos de estos circuitos. Existen generalmente varias etapas de amplificación de tensión seguidas de un inversor de fase y un amplificador push-pull.

Es importante observar que muchos de estos circuitos se utilizan también cuando debe amplificarse información de audiofrecuencia distinta de la de comunicaciones. Un ejemplo de este empleo se halla en el campo de la radionavegación donde el amplificador push-pull se utiliza a menudo como un dispositivo de comparación de fase-amplitud.

El empleo del bel y el decibel como un medio de expresión sencilla de relaciones entre dos niveles de potencia o tensión, o menos frecuentemente, de relación entre dos niveles de corriente, ha sido adoptado extensamente en radio, amplificación de sonido y otras ramas de la electrónica. El decibel es, con mucho, el término más comúnmente empleado para expresar la relación logarítmica de valores de potencia, tensión y corriente. El dbm, que indica "nivel cero de referencia" se emplea como base de comparación con respecto a algunas normas especificadas en miliwatt.

CUESTIONARIO

1. ¿Cuál es la principal diferencia entre un amplificador de tensión y uno de corriente?
2. ¿Cómo se llama la relación entre la potencia de salida y la potencia de continua de placa?
3. Durante la operación clase A, ¿la válvula amplificadora está al corte en algún momento?
4. ¿Qué clase de amplificador está polarizado a un valor de dos o tres veces mayor que el necesario para producir el corte?
5. ¿Qué clase de operación del amplificador produce menos distorsión? ¿Cuál produce más?
6. ¿Qué tipo de amplificador se debe usar para amplificar una frecuencia de 400 ciclos?; ¿400 Kc/s?; ¿400 Mc/s?
7. ¿Qué significa el término *fidelidad?*
8. ¿En qué se diferencia un amplificador de video de cualquier otro de audio o de radiofrecuencia?
9. En un amplificador acoplado por RC, ¿cuál es el factor que determina el límite superior de frecuencia?
10. ¿Cuál es una de las mayores desventajas del amplificador de acoplamiento directo?
11. ¿Cuáles son los tres tipos de distorsión que se pueden encontrar en los amplificadores a válvula?
12. ¿Cuál es el objeto del capacitor de paso de cátodo en los amplificadores autopolarizados?
13. Bajo qué condiciones el acoplamiento a transformador o a impedancia es mejor que el acoplamiento a RC?
14. ¿Por qué es aconsejable el acoplamiento por R-C?
15. Explique la razón de la disminución de la ganancia en frecuencias altas de un amplificador acoplado a R-C.
16. ¿Por qué el amplificador acoplado a R-C tiene respuesta pobre en frecuencias muy bajas?
17. Explique la razón de la pobre respuesta de frecuencia de un amplificador acoplado a impedancia.
18. ¿Por qué las armónicas pares de la señal de entrada no se presentan en la salida de un amplificador push-pull?
19. ¿En qué consiste la salida de un inversor de fase?
20. ¿Cuál es el objeto del resistor de cátodo sin capacitor de paso en el inversor de fase mostrado en D de la figura 3-13?
21. ¿Cuáles son los dos mayores usos del seguidor catódico?
22. Defina el *bel* y el **decibel.**
23. Calcule la relación en db entre dos amplificadores, uno con 1500 Watt de salida y el otro con 15 Watt.
24. Calcule la relación en db para un amplificador de audio que tiene una potencia de salida de 50 Watt basado sobre el "nivel cero de referencia" normal.
25. Establezca el valor de impedancia nominal para la escala de db de un volt-ohm-miliamperímetro.

CAPITULO IV

Altoparlantes

4-1 Introducción

El altoparlante es un dispositivo que convierte la energía eléctrica en energía sonora. Por esta razón, frecuentemente se le denomina transductor electroacústico. Como se mencionó anteriormente, los auriculares utilizados con los primeros receptores a cristal y aún en uso en muchas aplicaciones, son también un tipo de transductor electroacústico. No obstante, en muchas aplicaciones los auriculares tienen la desventaja obvia de que deben mantenerse muy cerca de los oídos. Con la radio común de uso doméstico, por ejemplo, son muy poco convenientes. Para estas aplicaciones se necesita un altoparlante, dado que el transductor debe ser capaz de producir sonido de intensidad suficiente como para que se lo escuche y distinga cómodamente en una habitación de medidas corrientes. En algunas pocas aplicaciones tales como sistemas de altavoces, las ondas sonoras deben oírse y distinguirse en cualquier lugar de una superficie muy grande, y deben ser suficientemente intensas para superar el ruido normal de fondo en lugares tales como auditorios y teatros. Se dispone en la actualidad de diversos tipos de altoparlantes con características diferentes de diseño para una amplia variedad de aplicaciones.

En general, un altoparlante debe producir una presión de onda sonora que corresponda, en todo momento, a la tensión eléctrica aplicada al mismo. Debe tener también una respuesta razonablemente uniforme a todas las frecuencias de audio. (Este requerimiento depende de la aplicación. Por ejemplo, los altoparlantes de un sistema de altavoces instalado en una pista de aviación se utilizan para reproducir información vocalizada, mientras que los que deben operar en la reproducción de música de alta fidelidad deben responder adecuadamente en un rango de frecuencia mucho más amplio.) Finalmente el altoparlante debe responder correctamente a los aumentos de amplitud de la señal eléctrica aplicada. Cuando la señal aumenta, la intensidad de las ondas sonoras (o volumen) debe aumentar también y tal incremento debe ser lineal.

Todos los altoparlantes prácticos tienen una solución de compromiso, siendo a veces distinta de lo ideal en uno o más aspectos. Sin embargo, a menudo es posible compensar la distorsión o falta de linealidad que introduce un altoparlante, mediante la distorsión deliberada de la señal que se le aplica o bien utilizando más de un parlante, cada uno de ellos de características diferentes.

En realidad, el rendimiento con el cual el altoparlante convierte en ondas sonoras las señales eléctricas es muy bajo. Prácticamente, todos los altoparlantes tienen un rendimiento inferior al 10 por ciento, y el de los comunes (tal como los de receptores domésticos, no alcanza al 5 por ciento). El rendimiento de los mejores parlantes no alcanza al 35 por ciento.

4-2 AURICULARES

Antes de estudiar los tipos actuales de altoparlantes será útil considerar la operación básica de éstos, en su antecesor: el auricular.

El auricular (o teléfono) empleado en el trabajo de radio, es un dispositivo muy similar al del escucha del teléfono corriente. En general los auriculares están formados por dos teléfonos conectados en serie. Cada uno de ellos está integrado por un imán permanente en forma de herradura con dos piezas polares, como los que se muestran en A de la figura 4-1, dos bobinas, un diafragma de metal vibrátil y una cubierta para el conjunto. En B, de la misma figura, se ve un corte transversal de un teléfono.

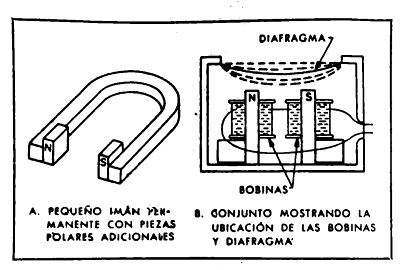


Figura 4-1. Construcción de un auricular

Cuando no circula corriente en las bobinas, arrolladas alrededor de las piezas polares, el campo magnético entre los polos mantiene el diafragma metálico en la posición indicada por la línea llena. Obsérvese que el campo magnético entre los polos tiende a ejercer tensión sobre el diafragma y lo separa del plano horizontal normal. Cuando la corriente atraviesa las bobinas, genera un flujo magnético. Este flujo refuerza o se opone al del imán permanente y aumenta o disminuye, de este modo, el campo magnético total, dependiendo ello de la dirección de la corriente. De este modo, la tensión sobre el diafragma aumenta o disminuye.

Si se aplica una corriente alterna a las bobinas, se determina la vibración del diafragma a la frecuencia de dicha corriente, y si esa frecuencia está en el rango correcto, el diafragma vibrátil producirá ondas sonoras audibles.

Debido a que la corriente generada por los receptores de radio es pequeña, las bobinas de los buenos teléfonos tienen varios miles de espiras de alambre de cobre esmaltado muy fino, con una resistencia total de 2.000 a 5.000 ohm. Los contactos son extremadamente pequeños y se rompen con facilidad, por lo que, en la reparación o limpieza de los auriculares, deben extremarse los cuidados. Además, el diafragma debe manipularse cuidadosamente, en razón de que una curvatura o torcedura del mismo, aumentará considerablemente la distorsión.

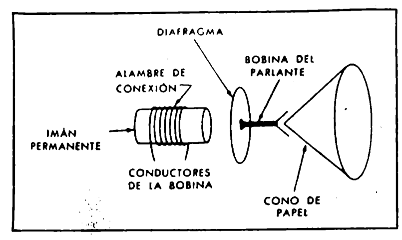


Figura 4-2. Construcción de un parlante de tipo primitivo

4-3 EL PARLANTE DINÁMICO

El parlante usado más comúnmente en la actualidad en los receptores de radio y fonógrafos es el dinámico (o de bobina móvil). Este tipo de parlante se subdivide en dos clases generales, el de imán permanente y el electromagnético, que se designan comúnmente con I.P. y E.M. respectivamente.

En la figura 4-2 se muestra un parlante muy primitivo integrado por un cono de papel fijo a un diafragma. Este parlante no se comportó muy satisfactoriamente; con señales de corriente intensas aplicadas a la bobina, el diafragma es empujado contra el imán, dando como resultado un tableteo, con la distorsión del sonido que es de suponer.

El parlante dinámico moderno, que incorpora una bobina móvil, supera éste y otros problemas que se presentan en esta construcción. (Ver figura 4-3.) La bobina móvil es un pequeño arrollamiento bobinado sobre un tubo de bakelita o de fibra, y está montado de tal modo que se mueve hacia atrás y adelante a lo largo del imán permanente. El tubo de la bobina móvil está fijo en su sitio mediante un material muy flexible y muelle, llamado "araña", que también está aplicada al cono de papel. Las variaciones de la corriente que pasa a través de la bobina móvil producen un campo magnético variable que interacciona con el campo magnético fijo del imán del parlante. La interacción de los campos magnéticos determina el movimiento de la bobina móvil y del cono al cual está fijada, produciendo las ondas sonoras.

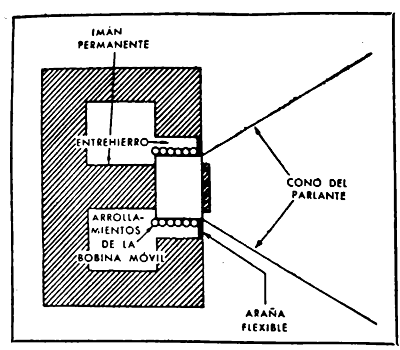


Figura 4-3. Construcción de un parlante dinámico de imán permanente

Cuando la corriente fluctuante de placa (señal de audio) de la etapa de salida de audio alimenta a la bobina móvil a través de un transformador de salida, alrededor de la bobina se desarrolla un campo magnético variable. Este campo magnético variable reacciona con el campo magnético fijo que rodea al imán permanente determinando que la bobina móvil se mueva atrás y adelante a lo largo del imán, dentro de los límites del diseño. El movimiento de la bobina móvil es directamente proporcional a la corriente a través de sus espiras; a mayor corriente corresponde un movimiento más grande y viceversa. Por la flexibilidad de la araña, la bobina móvil se mueve a lo largo del imán mientras hay corriente de señal, pero retorna a su posición original cuando ella cesa.

Puesto que el cono del parlante está conectado directamente a la bobina móvil, ambos se mueven conjuntamente en concordancia con la señal de audio. Este movimiento o vibración causa una perturbación en el aire que producirá ondas sonoras relacionadas directamente con las variaciones de la señal de audio. Esta es, entonces, la manera en que el parlante dinámico de imán permanente convierte la energía eléctrica de audio en energía acústica.

El diseño básico del parlante electromagnético que se muestra en la figura 4-4 es muy similar, en lo que respecta a la bobina móvil, cono y suspensión de la "araña", al del I.P. El tipo electromagnético difiere, sin embargo, en que el electroimán formado por una bobina del campo integrada por un número considerable de espiras de alambre alrededor de un núcleo de hierro dulce, reemplaza al imán permanente.

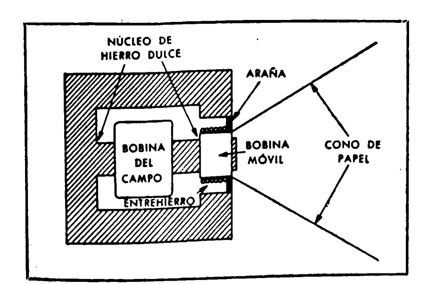


Figura 4-4. Construcción de un parlante dinámico electromagnético

En el parlante electromagnético, a través de la bobina del campo pasa una corriente continua. Esta corriente a través de la bobina del campo determina que el núcleo de hierro dulce se magnetice, mientras que la corriente variable a través de la bobina móvil produce la misma acción con este electroimán, que la que produce con el imán permanente del parlante de I.P., y la energía eléctrica de audio se convierte en energía acústica.

Se notará que el electroimán emplea un núcleo de hierro dulce mientras que el imán permanente es de metal duro. Del estudio sobre magnetismo básico se recordará que el hierro dulce pierde su magnetismo tan pronto como se interrumpe la corriente de la bobina del campo, mientras que el acero duro empleado en el parlante de imán permanente retiene sus propiedades magnéticas por un período indefinido. La elección del tipo de imán permanente se rige por factores de costo y necesidades de espacio, puesto que, para características comparables de diseño, la diferencia en rendimiento entre ambos tipos es insignificante. El parlante electromagnético requiere potencia extra para activar la bobina del campo, mientras que el tipo de I.P. requiere únicamente la potencia que se aplica a la bobina móvil. Este problema se toma en consideración, por supuesto, en el diseño de los receptores modernos. Los circuitos de ambos tipos de parlantes se ilustran en la figura 4-5. En las aplicaciones con parlantes electromagnéticos, la bobina del campo se utiliza como reactor de filtro en el sistema de filtrado de la fuente de alimentación. En las que utilizan parlantes de imán permanente emplean generalmente un resistor en el circuito de filtro, aunque se puede agregar un reactor adicional para mejorar la acción de filtrado.

Se debe prestar cuidadosa atención al filtrado de la fuente de +B en los circuitos que utilizan parlantes electromagnéticos, en vista de la posibi-

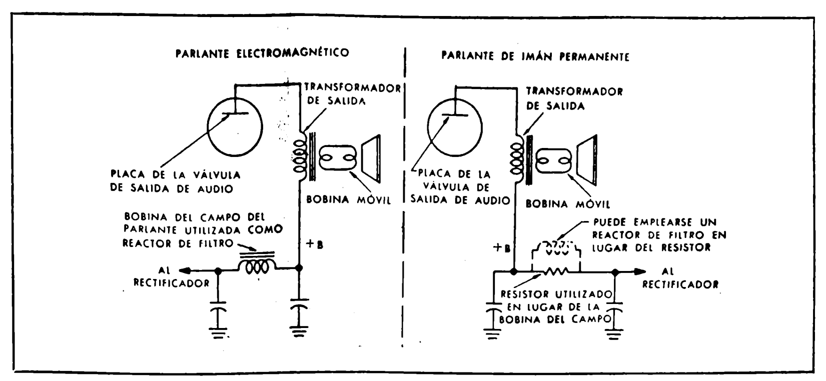


Figura 4-5. Métodos de conexión de los parlantes electromagnéticos y de imán permanente

lidad de problemas de zumbido de C.A. No obstante ello, esta manera de alimentar a la bobina del campo es comúnmente usada.

Deben tenerse presentes dos factores en el diseño de los parlantes electromagnéticos. La bobina del campo debe ser capaz de cumplir las exigencias de potencia del receptor y además proveer el campo magnético necesario para el rendimiento correcto del parlante. En general, la bobina del campo se diseña para una disipación aproximadamente igual a la potencia eléctrica de salida del receptor. Los factores a considerar son: el número de ampere —vuelta en el campo—, lo cual es una función del diámetro del alambre y de la corriente disponible, y la elevación de temperatura en el arrollamiento. El factor temperatura se verifica generalmente en operación real.

Cuando se diseña un parlante dinámico es necesario proveer suficiente flujo en el entrehierro, pues, en caso contrario, puede magnificarse el efecto de resonancia del cono en baja frecuencia. En algunos casos es aconsejable, sin embargo, un cierto refuerzo en la respuesta de bajas frecuencias lo que puede incluirse deliberadamente en el diseño del parlante. Un entrehierro pequeño mejorará por supuesto la sensibilidad del parlante. Sin embargo, existen ciertos límites a la reducción de sus medidas. De otro modo se producen problemas mecánicos que tienden a introducir distorsión.

La bobina móvil debe proveer un campo que al interactuar con el campo del imán produzca su movimiento entre los límites deseados a lo largo del imán. Por lo tanto, los requerimientos físicos de la bobina móvil determinan que sea pequeña, tanto en la medida del alambre como en el tamaño total. En razón de que el diámetro de la pieza polar del imán empleado en los parlantes comunes para radio y televisión, es de media a una pulgada, la impedancia de la bobina móvil es generalmente de 3,2 ohm. Los parlantes diseñados para potencias grandes de salida emplean impedancias más altas, pero no obstante, se han utilizado bobinas móviles de 3,2 ohm en algunos, capaces de operar con 12 a 15 Watt.

La operación real de la bobina móvil, como se describió antes, depende de la interacción de su campo magnético variable con el campo magnético fijo del imán permanente. Esto se ilustra en la figura 4-6. Se recordará, de lo estudiado en física básica y magnetismo, que polos iguales se rechazan y polos opuestos se atraen. Recordemos que la posición de la bobina móvil está fijada sobre uno de los polos del imán permanente como se indica en la figura 4-7. Además, sabemos que, aplicando la regla de la mano izquierda a la corriente que circula por la bobina móvil, es posible determinar la polaridad del campo magnético formado por dicha corriente. Independientemente de la dirección de la corriente en la bobina móvil, hay dos campos magnéticos, el del imán del parlante y el producido por la bobina. Si el campo de la bobina móvil es tal que su polo norte está en la misma dirección que el polo norte del imán, las líneas de fuerza magnética tenderán a producir una acción de repulsión y tratarán de empujar a la bobina móvil completamente hacia afuera del imán, es decir, en la dirección hacia adelante a lo largo del eje del parlante (Fig. 4-8).

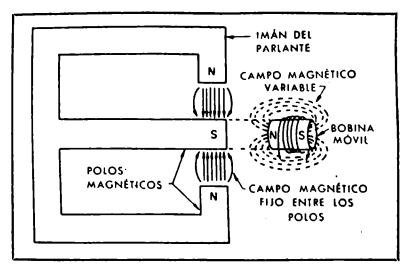


Figura 4-6. Operación de la bobina móvil mostrando la acción de los campos magnéticos

Si los polos del imán o de la bobina móvil se invierten de manera tal que los polos opuestos queden adyacentes, norte a sur, la dirección del movimiento de la bobina será hacia atrás. Esta acción se debe a la tendencia de las líneas de fuerza magnéticas, a alinear o centrar sus polos tan estrechamente como sea posible. El movimiento de la bobina móvil en cualquier dirección determinará naturalmente el movimiento correspondiente del cono, lo cual mueve (o perturba) la masa de aire y produce las ondas sonoras resultantes.

La capacidad del cono de mover la masa de aire que lo circunda está en relación con la magnitud de la potencia eléctrica aplicada a la bobina móvil y determina el rendimiento del parlante. El rendimiento del parlante queda definido entonces, como la cantidad de potencia acústica de salida, obtenida de una cantidad dada de señal de audio de entrada. Se mide en decibel.

Para obtener un buen rendimiento, los distintos componentes del parlante —el imán, la bobina móvil y el cono— deben adaptarse correctamente.

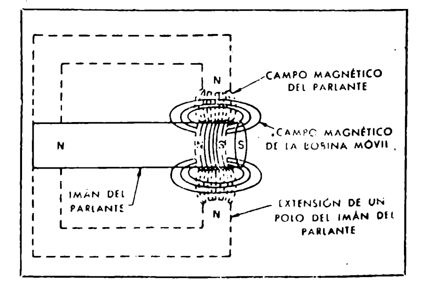


Figura 4-7. Posiciones relativas de los campos magnéticos fijos y variables

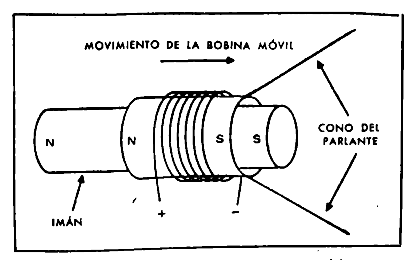


Figura 4-8. Alineación de los campos magnéticos para producir un movimiento hacia adelante de la bobina móvil

El imán y la bobina móvil deben ser de tamaño, peso y potencia suficientes para mover la masa del cono en proporción correcta con la potencia de señal de audio aplicada. Al mismo tiempo, las medidas y el peso de la bobina móvil no deben ser demasiado grandes, porque puede dar como resultado la distorsión de la salida acústica.

Es de mayor importancia el correcto diseño del cono para lograr el adecuado balance tonal en lo que respecta a fidelidad y rango. En conexión con esto debe señalarse que la meta del ingeniero de diseños es el balance tonal del parlante con respecto a todo el sistema de audio. Un altoparlante puede tener una excelente respuesta en bajos, pero en razón de su incapacidad para reproducir satisfactoriamente los agudos, puede tener un sonido marcadamente "hueco" (booming). En otras palabras, el sonido reproducido puede contener una excesiva respuesta en bajos. Por el contrario, un parlahte puede tener una excelente respuesta en altos pero, en razón de una insuficiente reproducción de graves, su sonido suena muy agudo o chillón ("tinny"). No obstante, si se logra un balance entre las magnitudes de las respuestas de bajos y altos, aun cuando ambas deban ser limitadas de alguna manera, el altoparlante puede proporcionar un rango total de sonido con la suficiente naturalidad para satisfacer al oído.

Los factores que afectan la respuesta de frecuencia del cono son: su tamaño, el material con que se fabrica y su forma. El rango de baja frecuencia del cono se puede extender mediante el aumento de su tamaño, pero ello se traduce en un sacrificio de algunas frecuencia en el rango de frecuencias altas.

Fundamentalmente esto se debe al necesario incremento de la masa de la bobina móvil, lo cual tiene un efecto directo sobre el rango de alta frecuencia. Si tomamos otra dirección y disminui-

mos el tamaño del cono, la respuesta de las frecuencias altas se puede aumentar sacrificando la respuesta en bajas frecuencias. Es obvio que se debe elegir un tamaño del cono que, conjuntamente con el sistema amplificador y su gabinete, brinde los resultados deseados.

Una solución parcial es el empleo de dos parlantes, uno pequeño diseñado para cubrir un rango específico de frecuencias altas, adecuadamente acoplado con uno más grande diseñado para las frecuencias bajas. Como se ilustra en la figura 4-9, el rango total de frecuencias queda así extendido para proveer la respuesta deseada.

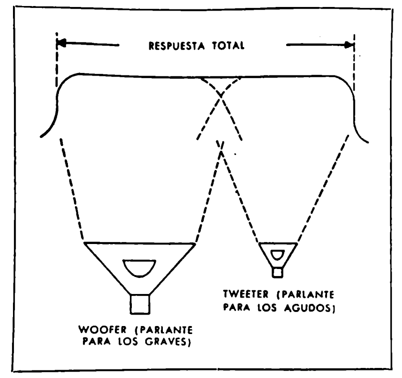


Figura 4-9. Empleo de parlantes de conos grande y pequeño, separados para extender la respuesta de frecuencia

Esta disposición, sin embargo, tiene sus limitaciones. En razón del espacio necesario para dos parlantes de este tipo, el gabinete donde se instalarán debe ser relativamente grande, lo que es imposible para muchos modelos tipo consola y prácticamente todos los receptores de mesa. Una ulterior consideración es el costo de los dos parlantes, comparado con el del receptor en el cual se han de instalar, que en algunos casos puede ser prohibitivo.

Las limitaciones de espacio dentro del gabinete dieron como resultado el desarrollo del parlante coaxil, que consiste en un parlante con un cono de pequeña superficie dentro de otro cono de superficie mayor, montado sobre el mismo eje como se ilustra en la figura 4-10. El nombre *coaxil* significa que sus ejes son coincidentes. En algunos casos, a esta disposición de parlante dual se le da

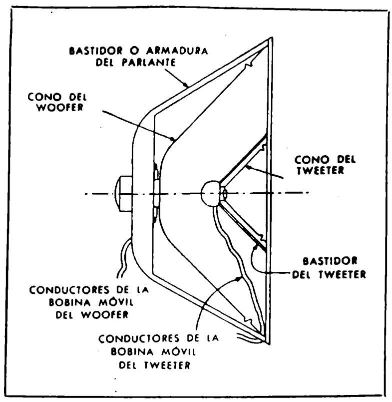


Figura 4-10. Construcción de un parlante coaxil

el nombre de "Woofer-Tweeter", se trate de dos parlantes separados o bien de uno coaxil. El término "Woofer" se aplica al parlante grande y el pequeño recibe el nombre de "tweeter*". El tipo y tamaño del modelo de receptor será, con todo, el factor determinante del empleo del parlante coaxil en razón de los problemas de costo de fabricación y de espacio que no han quedado enteramente resueltos con esta disposición.

En algunos casos se emplea un método distinto para el tratamiento del problema del tamaño del cono, en particular en los receptores para automóviles y aparatos de tamaño reducido de mesa donde el espacio es crítico, a fin de extender la respuesta de frecuencia. Generalmente, en razón de las limitaciones de espacio, se emplean parlantes con una superficie de cono considerablemente más pequeña que la que se debería utilizar. Sin embargo, mediante el cono de forma ovalada mostrado en la figura 4-11 en lugar del convencional de forma circular, se obtiene una mejora. En razón de que el parlante pequeño tiene naturalmente una respuesta pobre a las frecuencias bajas, el aumento de la superficie del cono de esta manera mejora dicha respuesta, el balance tonal y, en cierto grado, también el rendimiento del parlante.

En este punto deberán considerarse las limitaciones de la señal de entrada al sistema de audio, puesto que ellas afectarán directamente las consi-

* Se llama *Tweeter* al parlante para agudos y *Woofer* al parlante para graves. (N. del T.)

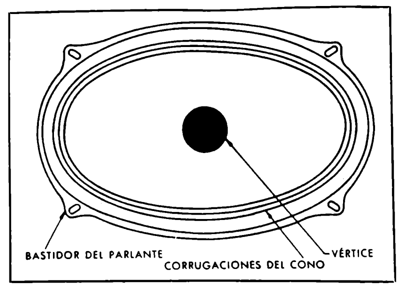


Figura 4-11. Parlante ovalado

deraciones de diseño de éste y sus componentes, incluyendo el parlante. Por ejemplo, la estación de radiodifusión de MA * común, con la posible excepción de algunas estaciones de "alta fidelidad", están limitadas a un ancho de banda de 10 Kc/s, 5 a cada lado de la frecuencia portadora para la modulación de audio. Las estaciones de "alta fidelidad" son aquellas ubicadas en un lugar de la banda de frecuencias de radiodifusión tal, que sus bandas laterales puedan extenderse más allá del límite de 5 Kc/s autorizado, sin interferirse con transmisiones de estaciones adyacentes.

La mayoría de las estaciones de radiodifusión de MA en los Estados Unidos son del tipo limitado a 5 Kc/s de banda lateral y por lo tanto, la señal de audio modulante transmitida máxima debe ser de 5 Kc/s, o menor. Sin embargo, tal como se ilustra en la figura 4-12, las estaciones MF * de radio y las de televisión, son capaces de transmitir señales de audio con un rango de frecuencias considerablemente mayor. En muchos casos, debido a problemas de orden técnico, las estaciones no están en condiciones de utilizar sus posibilidades totales de modulación de audio. Los programas en cadena o en red pueden sufrir también pérdidas en la respuesta de frecuencia debido a las limitaciones del equipo de transmisión por cable.

* MA: modulación de amplitud; MF: modulación de frecuencia. (N. del T.)

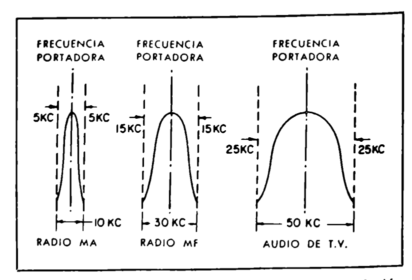


Figura 4-12. Comparación de los límites de modulación de audio en MA, MF y Televisión

Estos factores son mencionados solamente para señalar las posibles fuentes de pérdidas de respuesta. Por lo tanto, la señal máxima de audio que puede recibir generalmente un receptor ordinario de radiodifusión en MA, será de 5 Kc/s o menor, supuesto que no incorpora una sección de MF o un tocadiscos.

Otra fuente de señales es el fonógrafo que puede incorporarse a la unidad. Estas señales pueden contener frecuencias hasta el límite superior de audición humana.

Estos son, pues, algunos de los factores que se tienen en cuenta en el sistema de audio y consecuentemente en el tamaño del parlante y su diseño.

El parlante debe reunir ciertas características tales como buena respuesta a transitorios, uniformidad, y efectos insignificantes de distorsión de amplitud y de auto-resonancia. A menudo, cuando se presenta alguno de estos inconvenientes en el parlante, también se presentan uno o más de los otros, puesto que todos están de alguna manera interrelacionados.

La respuesta de frecuencia del parlante debe ser relativamente uniforme tanto si su rango es extendido o limitado, de modo que cada frecuencia reproducida por el parlante tenga aproximadamente la misma intensidad; de otra manera la naturalidad del sonido reproducido quedará afectada. La respuesta no uniforme del parlante se

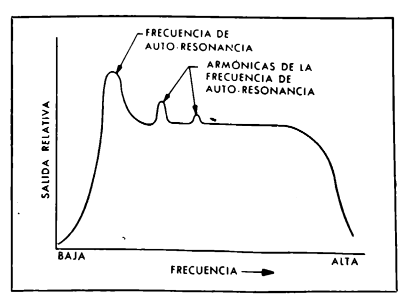


Figura 4-13. Efectos de la auto-resonancia sobre la curva total de respuesta de parlantes

debe principalmente a características de auto-resonancia (ver figura 4-13).

Se debe efectuar una compensación para toda característica de auto-resonancia pues, en caso contrario, una nota de cierto instrumento musical reproducida por el parlante en este punto de resonancia, puede ser muchos decibeles superior en intensidad a otras notas más altas o más bajas. También pueden presentarse armónicas de la frecuencia de resonancia las que producen un efecto similar.

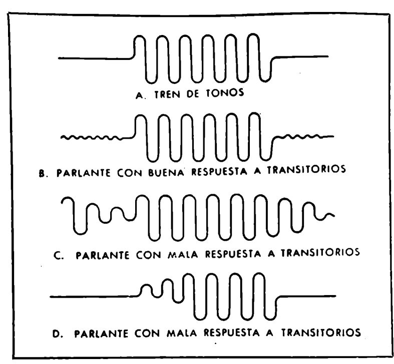


Figura 4-14. Comparación de respuesta a transitorios buena y mala con un tren de tonos aplicado al parlante

Del mismo modo, el parlante debe tener buena respuesta a transitorios o la naturalidad del sonido reproducido será afectada. Para entender mejor esta característica, emplearemos una señal de audio de una frecuencia dada y aplicaremos por breve lapso este tono al parlante. En la figura 4-14 se ilustra además de la pequeña duración del tono, la salida resultante de audio reproducida por parlantes que tienen respuestas buena y mala a transitorios. Nótese las reverberaciones de la onda antes y después del impacto del tono en la parte C de la figura.

Las reverberaciones anteriores son causadas por un tono anterior. Un parlante que exhibe estas características puede causar que un instrumento orquestal tal como el tambor, suene en forma semejante a un ruido de fondo y, si la situación es extrema, hacer que los reverberaciones se superpongan con las señales de audio que siguen, causando una cosiderable distorsión. En otras palabras, la claridad del sonido se distorsiona debido a imperfecciones mecánicas del cono del parlante. Ello ocurre cuando el cono, en razón de su masa, material o diseño, no amortigua inmediatamente su movimiento cuando la corriente de la señal de audio aplicada a la bobina móvil se interrumpe. Así, el movimiento vibratorio del cono continúa hasta que otras fuerzas lo amortiguan y suavizan. La "araña" ayuda a amortiguar y suavizar en cierto grado estas vibraciones. Ella, como se mencionó al principio, es en realidad una suspensión interior cuyo objeto es fijar la posición de la bobina móvil con respecto al imán del parlante. Una suspensión interior correctamente diseñada evita los movimientos laterales de la bobina móvil contra el imán, pero permite su libre desplazamiento, hacia atrás y adelante sobre éste, retornándola a su posición original cuando cesa la corriente que la atraviesa.

Una respuesta pobre a transitorios puede deberse a otros efectos diferentes. El cono del parlante puede resistir el movimiento natural estimulado por la corriente de la señal de audio que circula por la bobina móvil, de manera que no comienza a moverse tan pronto como se aplica dicha corriente, como se observa en D de la figura 4-14. Nótese cómo la parte inicial del tren de tono se suprime y reconstruye gradualmente. Al sonido resultante le faltan ondulaciones y es muy posible que, para intensidades bajas de señal de audio, se pierda por completo. Se observa muy a menudo que un parlante con una respuesta pobre a transitorios, también tiene una falta de uniformidad de respuesta, que es otra indicación de la interrelación de estas características indeseables.

La distorsión de amplitud puede presentarse debido a las características de diseño del material del cono, su masa, y el diseño general del parlante.

Para entender qué es la distorsión de amplitud, apliquemos una señal de audio a un parlante que exhiba tal distorsión. El movimiento del cono está generado proporcionalmente a la señal de audio aplicada a la bobina móvil y, consecuentemente, se mueve una fracción de centímetro proporcional a cada volt de señal dentro de ciertos límites. Por ejemplo, supongamos que el cono del parlante se debe mover 0,7 cm (1/32 pulgada) cuando se aplica una señal de audio de 1 volt a la bobina móvil. Cuando se aplica 2 volt, el cono se debe mover 1,4 cm y con 3 volt de señal debe esperarse un movimiento de 2,8 cm. Sin embargo, debido a las características del cono, el movimiento puede ser de menos de 2,8 cm con los 3 volt. Aún más, puesto que el movimiento del cono es más amplio en las frecuencias bajas, esta distorsión es más pronunciada en ellas que en el rango de frecuencias medias o altas.

El movimiento del cono varía a lo largo de todo el rango de frecuencias. En las frecuencias bajas, el cono entero actúa como una sola unidad (todas sus partes se mueven al unísono) y su acción es, de este modo, parecida a la de un pistón. No obstante, a medida que aumenta la frecuencia, el movimiento del cono se seccionaliza, con la mayor actividad localizada alrededor del vértice. Por lo tanto, deben tomarse precauciones en la elección del material adecuado para la porción que corresponde al vértice del cono, en su forma, y en la cubierta contra la suciedad, para conseguir la respuesta deseada en las altas frecuencias.

En los párrafos precedentes se han considerado los problemas mayores que se encuentran para el diseño de parlantes. Como se ha expresado antes, la elección adecuada de la bobina y del imán es importante para el diseño y también para la reducción de las características indeseables.

También se utilizan varios métodos para el diseño del cono que ayudan a superar estos problemas. En él se pueden efectuar algunas alteraciones para superar los problemas del balance tonal, uniformidad de respuesta, características de autoresonancia, respuesta a transitorios, distorsión de amplitud y rendimiento. Puesto que el movimiento del cono varía para las distintas frecuencias, el material que se emplea en su fabricación se puede cambiar ya sea para acentuar o suprimir una frecuencia o frecuencias específicas. El material seleccionado puede ser duro o blando, fibra o papel, y su grosor, que afecta a su masa, puede variarse.

En algunos casos se pueden emplear combinaciones de materiales duros y blandos para la construcción del cono. El material duro o rígido se utiliza en la sección central del cono, mientras que el material flexible o blando se emplea para la porción exterior. El objeto de emplear dos materiales de distinta rigidez es el de reducir o eliminar los efectos de resonancia del cono.

Un método muy efectivo y ampliamente usado para mejorar la uniformidad de respuesta que contribuye, por supuesto, a reducir los efectos de resonancia, es el de corrugar o plegar el material del cono en lugares específicos como se indica en la figura 4-15. Estas corrugaciones sirven para interrumpir el efecto de la onda resonante que se puede presentar debido a la masa del cono o a la rigidez de su material. La profundidad o ángulo entre los lados del cono, afecta en cierta medida su rigidez y, a su vez, el rendimiento y respuesta del mismo. En consecuencia la profundidad debe estar en proporción al tamaño del parlante.

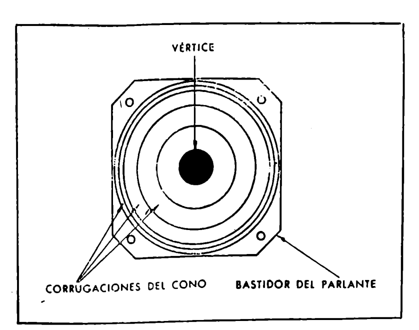


Figura 4-15. Corrugaciones del cono del parlante para mejorar la uniformidad de la respuesta de frecuencia

4-4 EL PARLANTE ELECTROSTÁTICO

En algunos equipos de alta fidelidad, se utiliza un nuevo tipo de parlante para agudos o "tweeter". Se le conoce como parlante electrostático y su construcción es semejante a la del capacitor. Consecuentemente, en algunos casos se le conoce como parlante capacitor. El rango de altas frecuencias de este parlante es extraordinario y se extiende considerablemente por encima de las anteriores limitaciones de la mayoría de los sistemas de alta fidelidad.

Como ya se mencionó, su construcción no difiere mucho de la de los capacitores, puesto que consiste en dos placas metálicas separadas por una película aislante muy delgada que actúa como dieléctrico. Una placa se construye de aluminio rígido de forma semicircular. Sin embargo, la superficie no es lisa, sino formada por pequeños segmentos planos, mientras que toda la superficie está perforada. Estas perforaciones evitan presiones sobre el diafragma que pueden resultar del movimiento vibratorio de la placa frontal, lo cual puede introducir problemas de distorsión mecánica.

La placa frontal consiste en un depósito de vapor de oro puro sobre una película plástica de poliestirene que constituye el dieléctrico. Las características de la película plástica son tales que no se encoge ni se estira y casi no tiene masa. Está fijada a través de la placa rígida segmentada, y sujeta en su lugar mediante una varilla de metal que hace de muelle, ubicada detrás de la placa rígida.

El resultado de esta construcción mecánica es equivalente al de muchos "tweeters" dispuestos en forma de semicírculo, proveyendo de este modo una distribución espacial del sonido de casi 180°

Debido a la escasa masa del material del diafrag-

ma, o sea el vapor de oro depositado sobre la película plástica, la respuesta a transitorios es excelente. El rango de frecuencias de este parlante se extiende hacia arriba desde una frecuencia de aproximadamente 7.000 ciclos. En consecuencia, cuando se lo incorpora a un sistema de alta fidelidad, el rango de frecuencias altas alcanza a más de 20.000 ciclos.

La operación real del parlante la efectúa la fuerza del campo electrostático variable. A las placas del parlante se aplica una tensión de polarización para establecer entre ellas una carga electrostática. Debe recordarse que cuando se aplica una tensión continua a las placas de un capacitor, una placa toma una carga positiva mientras que la otra se carga negativamente, dependiendo ello de la dirección de la corriente. Las cargas ejercen una tensión entre ambas placas de modo que se extraen entre sí (figura 4-16).

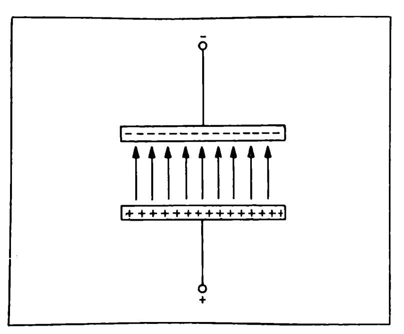


Figura 4-16. Fuerza entre dos placas de un capacitor, con cargas opuestas

La tensión de polarización para el parlante se obtiene de la placa de una de las válvulas de la etapa de salida de audio conectada en push-pull. Esta tensión pasa a través de un resistor de valor elevado (R_2 en la figura 4-17) hasta el terminal del parlante fijo en el diafragma. La armadura rígida se conecta a tierra y, puesto que existe una capacidad entre las dos placas, ellas forman un capacitor. El resistor y la capacidad del parlante forman una red de integración que filtra las fluctuaciones de la tensión de placa, determinando que ella aparezca como un valor constante de tensión continua. Esta tensión de polarización establece la fuerza o tensión requerida entre los dos elementos del parlante, de manera que un cambio en el campo electrostático determinará el movimiento del diafragma hacia atrás y adelante.

Se necesita entonces una tensión de audio que variará la carga electrostática entre las dos placas en proporción directa a las frecuencias que se quiere reproducir. Esta tensión se obtiene de la misma placa de la válvula de salida de audio que suministra la tensión de polarización, y se aplica a través de una red de resistencia, inductancia y capacidad, al terminal del diafragma del parlante junto con la tensión de polarización. La red R.L.C. forma un filtro pasa-altos que deja pasar únicamente aquellas frecuencias superiores a los 7.000 ciclos aproximadamente. El objeto de este filtro

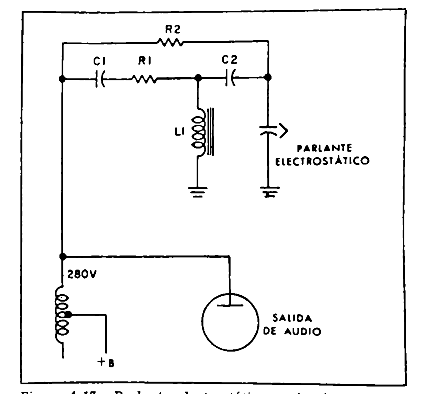


Figura 4-17. Parlante electrostático y circuito asociado

es el de eliminar las frecuencias inferiores a los 7.000 c/s porque éstas, debido al diseño del parlante, no serán reproducidas fielmente.

Como la tensión variable de audio se inyecta al parlante, que ya tiene aplicada la tensión de polarización (ver figura 4-18), la intensidad de la fuerza electrostática entre las dos placas varía también en proporción directa con los cambios en la señal de audio. Esto, a su vez, determina una atracción mayor o menor entre los dos elementos y en consecuencia la placa móvil (diafragma), se pone en movimiento reproduciendo vibraciones audibles de la energía eléctrica de modulación aplicada al parlante. Las frecuencias por debajo de los 7.000 c/s se operan convenientemente con el parlante de bajos o "woofer" que ya ha sido considerado. El parlante electrostático se monta en una abertura en el frente del gabinete para aprovechar plenamente sus características de distribución espacial.

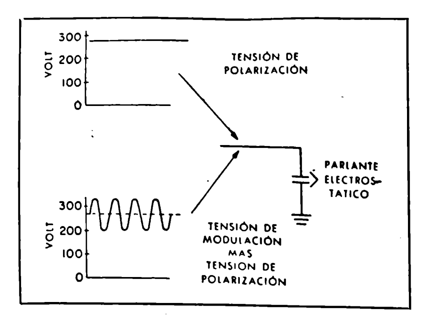


Figura 4-18. Tensiones de polarización y de modulación (audio) aplicadas a un parlante electrostático

4-5 DISEÑO DEL GABINETE DEL PARLANTE

El diseño del gabinete en el cual se instalará el altoparlante, es de la misma importancia que el proyecto total del sistema audio-parlantes. El gabinete se puede diseñar para contribuir a eliminar ciertas características indeseables del sistema de parlantes que, por diversas razones, no pueden controlarse completamente mediante la concepción básica de aquéllos. Sin embargo, más frecuentemente el gabinete se proyecta para reforzar y ayudar las características deseables del parlante mejorando así la respuesta total del sistema. El gabinete se considera generalmente como una guía o regulador al que llamamos "baffle". Una de las características de los altoparlantes es que el sonido que procede de la parte posterior del cono está 180° desfasado con respecto al que emana hacia adelante, lo que da como resultado la anulación que se ilustra en la figura 4-19. Este efecto es más pronunciado en las frecuencias bajas debido a sus longitudes de onda más largas. La longitud del trayecto sonoro o trayecto en el aire de las ondas es también importante, debido a que un trayecto en el aire de las ondas frontales y posterior más corto para recorrer, determinará una anulación mayor. Tal es la situación para cualquier parlante sin ninguna clase de "baffle".

Si la longitud del trayecto en el aire del frente hacia atrás del parlante se aumenta, el efecto de anulación disminuye. El método más simple para efectuar esto es, por supuesto, el de aumentar la superficie del bastidor del parlante arriba, abajo, y a los lados, o bien, el de montarlo sobre un tablero plano. Un "baffle" plano de este tipo, sin embargo, debe ser de gran tamaño a fin de que cumpla satisfactoriamente este propósito.

El problema, por lo tanto, es el de reducir el tamaño del "baffle", pero lograr al mismo tiempo los resultados deseados. Un método de reducir el tamaño es el de plegar hacia atrás los bordes de modo de formar una caja con un extremo abierto. En realidad, esta forma de diseño se puede considerar como una cámara resonante de extremo abierto. La resonancia de un "baffle" o gabinete con esta concepción determina un aumento agudo de la respuesta. La frecuencia en la que esto ocurre, depende de la construcción del gabinete y está generalmente en el rango de frecuencias bajas. Ello causa un efecto de "hueco" en el sonido reproducido y por supuesto, una indeseable falta de naturalidad. En la figura 4-20 se ilustra la transición del "baffle" plano al tipo de gabinete de extremo abierto. Este gabinete se emplea muy frecuentemente debido a la facilidad de su construcción.

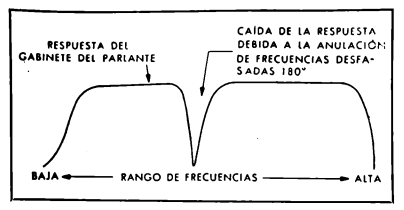


Figura 4-19. Efecto de anulación de frecuencias, cuando los sonidos de la porción posterior del gabinete del parlante están 180° desfasados con los de la porción frontal del mismo

El efecto de resonancia se puede reducir mediante el diseño del parlante. La ubicación de éste a un costado o fuera del eje central del gabinete se emplea con frecuencia como una manera de reducir aún más el efecto de anulación.

Colocando una tapa trasera al gabinete del tipo de extremo abierto se reducirá por completo toda la radiación posterior del parlante y se evitará cualquier anulación con las ondas de sonido frontales. Esto se conoce con el nombre de "baffle infinito". Una característica indeseable de este tipo de gabinete es que el efecto de resonancia ocurre en una frecuencia más alta. Además, generalmente se degradan las frecuencias por debajo del punto de resonancia. En un gabinete de este tipo el efecto indeseable de resonancia, sin embargo, se toma en consideración mediante la utilización de un parlante que lo compense. En el "baffle infinito" se emplea también el almohadillado acústico de las paredes interiores.*

* Como revestimiento acústico puede usarse lana de vidrio. (N. del T.)

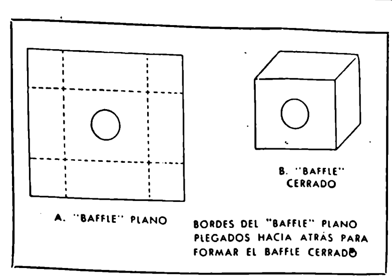


Figura 4-20. Plegado del "baffle" cerrado

Ciertos tipos de gabinetes se proyectan de modo que en las frecuencias bajas, las ondas posteriores del parlante se utilizan para aumentar las ondas frontales, como el *reflector de bajos* que se muestra en la figura 4-21. En el gabinete reflector de bajos, las ondas posteriores de frecuencias bajas se invierten en fase y entonces se suman en fase con las ondas frontales. Esta disposición aumenta efectivamente el rendimiento del parlante en esas frecuencias. Un gabinete así, debe ser planeado con cuidado para adaptar el parlante de modo que funcione correctamente. Un sistema bien diseñado de parlante y reflector de bajos, proporciona respuesta relativamente plana y extendida en bajas frecuencias. Existe algo de distorsión en el rango de las frecuencias medias. Ello puede generalmente corregirse mediante el empleo correcto del material absorbente o amortiguador de sonido.

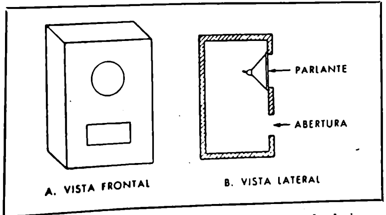


Figura 4-21. "Baffle" cerrado reflector de bajos

Existen muchas variantes de éste tipo de gabinete en donde la onda posterior del parlante se invierte en fase y se emplea para reforzar la onda frontal. Uno de ellos es el gabinete de *laberinto* (fig. 4-22) que contiene un tubo resonante cuya longitud es de un cuarto de longitud de onda de la frecuencia de resonancia del parlante. Fundamentalmente, el tubo de cuarto de onda, que en este diseño está plegado a fin de ahorrar espacio, presenta una impedancia elevada en la parte posterior del parlante, a su frecuencia de resonancia y una baja impedancia al sonido en la parte abierta o ventana del gabinete. Por lo tanto se amortigua la frecuencia de resonancia. Sin embargo, la respuesta se aumenta en una frecuencia doble de la de resonancia dado que el tubo es efectivamente de media onda para ésta, determinando una inversión de fase del sonido en su extremo abierto, que tiende a sumarse con la onda frontal del parlante. El revestimiento acústico o absorbente del sonido aplicado al tubo, suprime cualquier efecto de resonancia en las frecuencias altas.

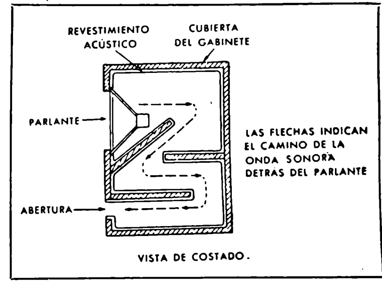


Figura 4-22. Construcción de un gabinete de laberinto

Otro tipo de "baffle" es el de ***bocina plegada*** mostrado en la figura 4-23. En esta disposición, el sonido se irradia desde el frente del parlante mientras que las bajas frecuencias lo hacen por el dispositivo en forma de bocina del gabinete. En realidad, el agregado de una bocina al parlante aumenta su rendimiento o capacidad para mover la masa de aire en las frecuencias bajas. Se pueden encontrar variaciones de esta disposición en las cuales se ha alterado la forma general o el diseño de la bocina. Sin embargo, los párrafos precedentes versan sobre los tipos fundamentales de gabinetes y "baffles".

En resumen, el objeto fundamental de un "baffle" es el de reducir o eliminar la anulación de las ondas sonoras que se produce por su relación fuera de fase detrás y delante del parlante. El "baffle" puede, no obstante, diseñarse para un objetivo ulterior de extensión y acoplamiento de la respuesta de frecuencia, mejorando así la respuesta total, lo cual es importante para el balance tonal del sistema.

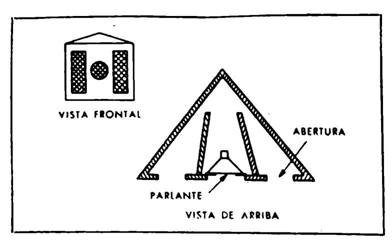


Figura 4-23. "Baffle" tipo bocina plegada

4-6 RESUMEN

El altoparlante y su gabinete convierten las tensiones y corrientes eléctricas del amplificador de audio en ondas sonoras audibles. Existen muchos tipos distintos de parlantes y gabinetes, cada uno de ellos con características propias, las cuales determinan su elección para aplicaciones específicas. En aquellas tales como receptores domésticos, debe adoptarse un compromiso entre respuesta uniforme sobre un rango amplio de frecuencias y las medidas y el peso que se requieren generalmente. En equipos de alta fidelidad, el equipo debe cumplir como requerimiento fundamental una respuesta uniforme sobre un amplio rango de frecuencia, siendo los tamaños y pesos de orden secundario. En aplicaciones tales como sistemas de altavoces para auditorios, el altoparlante debe ser capaz de entregar un gran volumen de sonido con una fidelidad razonable en el rango de frecuencias de la voz de aproximadamente 100 a 4.000 c/s (comparado con el rango de audiofrecuencia de 20 a 20.000 c/s).

CUESTIONARIO

1. Explique el funcionamiento del auricular.
2. ¿Qué es un altoparlante?
3. ¿Cuál es la función de cada uno de ellos?
4. Explique qué es lo que determina que se mueva la bobina móvil de un parlante dinámico.
5. Nombre dos tipos de parlantes dinámicos y describa las diferencias entre ellos.
6. ¿Por qué se utilizan dos o más parlantes en los sistemas de alta fidelidad y cuál es la función de cada uno?
7. ¿Cuál es el principio de operación del parlante electrostático?
8. ¿Por qué es aconsejable algún tipo de gabinete?
9. Describa el principio de operación del gabinete de laberinto.
10. ¿Qué es el gabinete reflector de bajos y por qué es necesario un revestimiento acústico?

CAPITULO V

Micrófonos y Fonocaptores

5 - 1 Introducción

A fin de poder transmitir los sonidos de la voz o música por radio, es necesario que las ondas sonoras sean convertidas en ondas eléctricas. Estas ondas eléctricas de audio son entonces superpuestas a la señal de radiofrecuencia que se propaga a través del espacio.

La conversión de las ondas sonoras en ondas eléctricas (o viceversa), requiere el empleo de un dispositivo conocido como *transductor electroacústico.* Una forma de estos transductores, el altoparlante, que generalmente convierte las ondas eléctricas en ondas sonoras, ha sido estudiado previamente. El micrófono es otro tipo de transductor electroacústico y se utiliza para convertir ondas sonoras en ondas eléctricas. Por ello es, fundamentalmente, la inversa del altoparlante. En muchos casos, el micrófono y el altoparlante son en realidad el mismo dispositivo. Por ejemplo, en muchos sistemas intercomunicadores para el hogar y oficinas, el botón "apretar para hablar" convierte el altoparlante en micrófono por la simple conmutación de las conexiones de ciertos componentes del circuito. En muchos casos, no obstante, el micrófono ha sido diseñado especialmente para realizar su función de convertir ondas sonoras en ondas eléctricas y no funcionará como altoparlante en forma adecuada.

Aunque existen muchos tipos de micrófonos, prácticamente todos ellos tienen ciertas características comunes. Deben ser capaces de convertir energía sonora en energía eléctrica en forma eficaz, a fin de proveer la mayor cantidad posible de señal eléctrica para una intensidad de sonido dada. En general, deben tener una respuesta de frecuencia tan amplia como sea posible y convertir una frecuencia dada de sonido, en una señal eléctrica de igual frecuencia, a fin de reproducir con fidelidad los sonidos reales. Finalmente, la respuesta del micrófono a las variaciones de energía sonora debe ser lineal, esto es, si se duplica la energía contenida en la onda sonora, deberá duplicarse la energía contenida en la señal eléctrica generada.

Otras características particulares del micrófono dependen de su aplicación específica. Por ejemplo, el micrófono diseñado para la grabación de música debe poseer una elevada sensibilidad sobre un amplio rango de frecuencias, debido a que la reproducción correcta exige que hasta los sonidos más leves producidos a distancias comparativamente grandes sean convertidos en ondas eléctricas. Por otro lado, el micrófono que se diseña para utilizar en una aeronave, donde el nivel de ruido de fondo es normalmente elevado, debe ser relativamente poco sensible y responder únicamente a sonidos de gran intensidad, tales como los de la voz pronunciada sobre el micrófono colocado a muy escasos centímetros de la boca.

La directividad, o capacidad para captar sonidos de diversas direcciones, depende también de cada aplicación en particular. Un micrófono que se utiliza para captar la música de una orquesta en un salón, por ejemplo, debería idealmente ser omnidireccional (capaz de captar los sonidos desde todas las direcciones con igual intensidad) porque gran parte del efecto lo crean las cualidades acústicas del ambiente por sí mismo. Por el contrario, el micrófono que emplea el locutor en un auditorium debe ser altamente direccional a efectos de minimizar ruidos de fondo indeseables.

5-2 MICRÓFONOS DE CARBÓN

Existe un cierto número de tipos diferentes de micrófonos, cada uno de ellos con características distintas. Quizá de todos ellos, el más común sea el micrófono de carbón de botón simple, que se encuentra en los teléfonos corrientes. Aunque el micrófono de carbón no posee las características de reproducción más aconsejables, es barato, rústico y muy seguro. Estas características son importantes en el teléfono, utilizado generalmente por personas poco acostumbradas a manipular instrumentos sensibles. El micrófono de carbón de botón simple ilustrado en A de la figura 5-1, opera sobre el principio de la variación de la resistencia entre los gránulos de carbón pulverizado, mediante la variación de la presión y distancia entre ellos. Las ondas sonoras chocan contra un diafragma metálico haciendo que vibre. La aguja metálica fija en el centro del diafragma y el botón, también metálico, fijo a la aguja, vibran en concordancia con el movimiento de éste. Al vibrar, el botón obliga alternativamente a los gránulos a juntarse y separarse entre sí. Cuando se comprimen la resistencia eléctrica disminuye, y cuando se separan, la resistencia eléctrica aumenta. Si esta resistencia variable se conecta a una batería u otra fuente de C.C., la corriente del circuito variará a la inversa, esto es, disminuirá cuando aumenta la resistencia y aumentará en el caso opuesto. Así, las ondas sonoras se convierten en un movimiento mecánico por el diafragma, el movimiento se transforma en una resistencia variable por los efectos de la presión sobre los gránulos de carbón, y ésta en una corriente variable por la conexión a una fuente de C.C.

A fin de hacer útil esta variación de corriente, se conecta el primario de un transformador en serie con los gránulos de carbón y la fuente de C.C. Las variaciones de corriente inducen variaciones de tensión en el secundario del transformador que se acopla, como se indica en B de la figura 5-1, a la reja de un amplificador de audio.

La salida eléctrica del micrófono de carbón es comparativamente grande (alrededor de 0,1 a 0,3 volt sobre 50 a 75 ohm en el primario del transformador), y puede aumentarse empleando un transformador elevador. Sin embargo, la respuesta de frecuencia es pobre. La respuesta del micrófono telefónico es lo suficientemente ancha como para una reproducción razonablemente buena de las ondas sonoras en la banda de frecuencias de la voz (entre 100 y 4.000 c/s), pero es demasiado limitada para la buena reproducción de la música. La respuesta de frecuencia se puede aumentar haciendo el diafragma más liviano y ajustándolo más fuertemente, pero a cambio de una sensibilidad reducida.

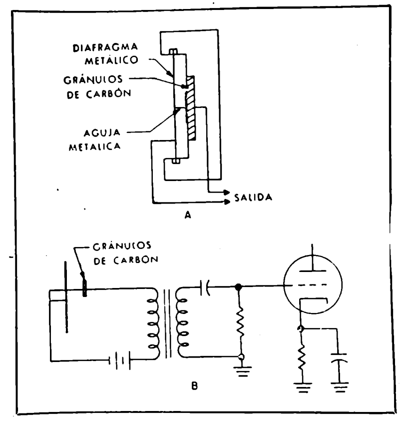


Figura 5-1. Micrófono de carbón de botón simple

El micrófono de carbón de doble botón mostrado en A de la figura 5-2, es una variación del de botón único. Funciona de manera análoga al amplificador push-pull. Los botones están colocados sobre lados opuestos del diafragma y, cuando éste vibra, el aumento de la presión sobre los gránulos de un lado se acompaña por disminución de la presión sobre el lado opuesto. En este caso el transformador debe tener un arrollamiento primario con derivación central, como se indica en B de la figura 5-2. Un aumento en la corriente en una sección del primario (determinado por la disminución de la resistencia de los gránulos de carbón),

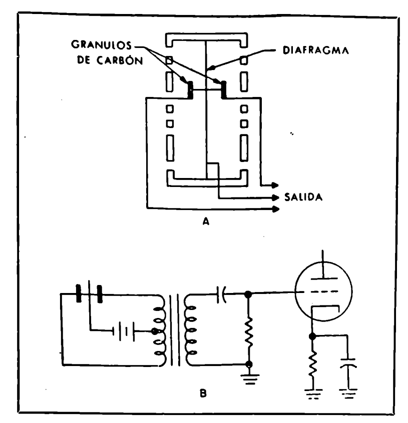


Figura 5-2. Micrófono de carbón de botón doble

está acompañado por una disminución de la corriente en la sección opuesta (causada por el aumento de la resistencia de los gránulos) resultando así un funcionamiento push-pull. Aunque el micrófono de doble botón es menos sensible que el de botón simple, la respuesta de frecuencia es mejor y a la salida presenta menos distorsión, porque las armónicas pares se cancelan por la acción del push-pull.

Como se mencionó anteriormente, el micrófono de carbón se utiliza en teléfonos. También se lo encuentra a menudo en aviación y otras aplicaciones donde la rusticidad y seguridad son los requerimientos principales. La desventaja es la pobre respuesta de frecuencia, como ya se mencionó. Además este micrófono puede fácilmente presentar inconvenientes por apelmazamiento, en el cual los gránulos de carbón tienden a adherirse entre sí, inconvenientes que reducen la sensibilidad y además porque las corrientes elevadas producirán arcos minúsculos entre los gránulos, generándose de éste modo un valor importante de ruido microfónico.

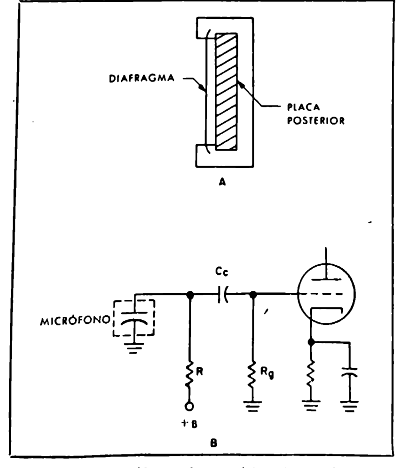


Figura 5-3. Micrófono electrostático (a condensador)

Micrófono electrostático (a condensador)

En contraste con el de carbón, el micrófono electrostático tiene excelente respuesta de frecuencia y da una reproducción de alta calidad de la voz y música. También en contraste, éste es un instrumento extremadamente delicado que puede dañarse fácilmente por golpes mecánicos u ondas sonoras de intensidad muy elevada.

El micrófono electrostático consiste en una placa metálica gruesa con un diafragma muy delgado, también de metal, fijos, muy cercanos entre sí, como se muestra en A de la figura 5-3. En general, la distancia entre las dos placas es del orden de los 25 centésimos de milímetro y la delgadez del diafragma está también en ese orden. La separación en los bordes está asegurada mediante un aislador en forma de anillo, que evita además la acumulación de suciedad o humedad entre las placas.

Para su empleo se conecta a una fuente de alta tensión, como se indica en B de la figura 5-3, lo que determina que la placa posterior y el diafragma actúen como un condensador. Las ondas sonoras hacen que el diafragma se mueva, variando la distancia entre éste y la placa posterior. Estos cambios en el espaciamiento determinan cambios en la capacitancia, y si se conecta el micrófono en la forma indicada en B de la figura 5-3, estas variaciones de capacitancia producen variaciones de corriente a través del resistor R. Éstas se aplican mediante un capacitor de acoplamiento de gran capacitancia C_c a la reja del amplificador de audio.

El micrófono electrostático tiene una respuesta de frecuencia amplia, pero muy baja sensibilidad. Dado que los conductores largos aumentan la ca-

pacitancia total, el amplificador debe ubicarse cerca del micrófono para obtener la sensibilidad máxima, necesitándose más etapas de amplificación que con el micrófono de carbón. En razón de su alta calidad de reproducción se lo utiliza en trabajos de laboratorio y en la grabación de sonidos de alta fidelidad.

Micrófonos de cristal o piezoeléctricos

Un tercer tipo de micrófono, el de cristal, hace uso del efecto piezoeléctrico. A modo de repaso, recordemos que ciertos tipos de estructuras cristalinas, tales como el cuarzo y las sales de Rochelle, generan un potencial eléctrico cuando se las deforma mecánicamente. La magnitud y polaridad del potencial eléctrico de un cristal depende de la magnitud y dirección de la presión mecánica, respectivamente, y el micrófono de cristal aprovecha este potencial.

La base del micrófono de cristal es un par de tabletas de cristal con hojas de estaño aseguradas a cada lado. Ellas están sujetas una a la otra como se muestra en la figura 5-4 (A); y con los cristales adecuados se forma lo que se conoce como un cristal piezoeléctrico. El cristal piezoeléctrico es, fundamentalmente, la unión de dos cristales en serie. Si los cristales están cortados correctamente, los potenciales tendrán la misma polaridad y darán el doble de la salida de un cristal único. En B de la figura 5-4 se muestran dos cristales piezoeléctricos montados en serie con una leve membrana que excluye la suciedad y la humedad. En este tipo, los cristales están sujetos a lo largo de dos bordes y las ondas sonoras los hacen vibrar como se ilustra en línea punteada en la figura. La deformación mecánica genera un potencial eléctrico. Para generar un potencial utilizable se emplea un número de estas unidades dispuestas en serie-paralelo. Este tipo de micrófono da una respuesta de frecuencia excelente, es rústico y seguro y no necesita energía externa. La frecuencia natural de resonancia de los cristales se puede ajustar haciéndolos suficientemente pequeños para que esté muy por encima del rango de audio. En consecuencia, se los encuentra frecuentemente en estudios de sonido, y está desplazando en muchos casos al de carbón. Desde que puede fabricarse en tamaños extremadamente pequeños, el micrófono de cristal es el que se utiliza generalmente en transmisiones de radio del tipo "conferencia ante auditorium". También es aconsejable en estas aplicaciones por sus características de directividad. (Un micrófono de cristal de pequeño tamaño es casi omnidireccional.)

También se lo puede construir como se indica en

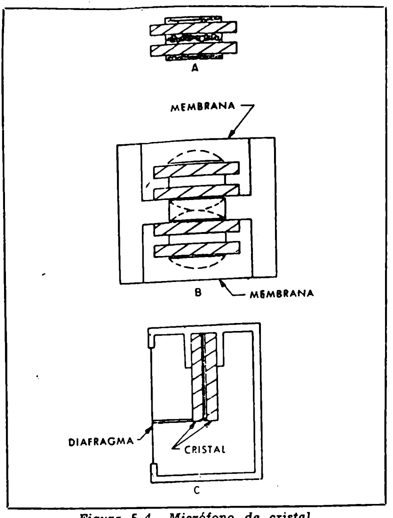


Figura 5-4. Micrófono de cristal

C en la figura 5-4. En este tipo de construcción el cristal piezoeléctrico está fijo por tres esquinas y la cuarta se aplica a una aguja. Ésta está fija al diafragma, acoplando mecánicamente su vibración al cristal. Este tipo de micrófono tiene una salida superior a la de los anteriormente estudiados porque el diafragma intercepta una superficie mayor y aplica el movimiento resultante a un punto del cristal. Sin embargo, la respuesta de frecuencia es más pobre y la unidad no es tan rústica.

Micrófonos dinámicos

Un cuarto tipo de micrófono es el que hace uso del principio de bobina móvil que se utiliza en el parlante dinámico. Se recordará que el movimiento de la bobina en un altoparlante de este tipo, es producido por el pasaje de una corriente alterna a través de ella y que este movimiento se aplica a un diafragma móvil que genera las ondas sonoras. Si el proceso se invierte, el parlante dinámico se puede utilizar como micrófono. En esta aplicación, las ondas sonoras hacen vibrar el diafragma haciendo que la bobina móvil se mueva en el campo magnético. Se recordará de la discusión sobre los principios del magnetismo, que el movimiento transversal de un conductor en un campo magnético induce una corriente en dicho

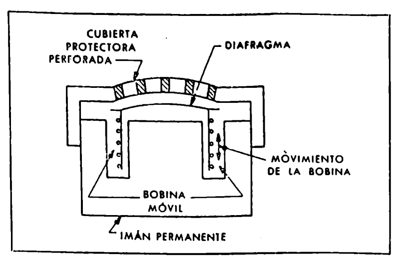


Figura 5-5. Micrófono dinámico

conductor. En el micrófono dinámico el movimiento de la bobina en el campo magnético, induce en ella una corriente alterna en la frecuencia de la vibración. Como se mencionó antes, muchos equipos de intercomunicación emplean el mismo dispositivo tanto para funcionar como altoparlante o como micrófono, mediante las conexiones adecuadas que establece la llave de conmutación "apretar para hablar". Sin embargo, en esta forma de empleo existen algunas desventajas. La bobina móvil del parlante dinámico tiene normalmente unas pocas espiras, para transportar corrientes comparativamente grandes, y está acoplada mecánicamente a un diafragma grande. El amplificador push-pull que excita al parlante, genera corrientes alternas de la amplitud necesaria para producir el volumen de sonido requerido. En contraste, las ondas sonoras que llegan al micrófono son, normalmente, de una amplitud mucho menor y una bobina con solamente unas pocas espiras no generará suficiente corriente. De allí que la bobina móvil del micrófono dinámico contiene usualmente un número comparativamente grande de espiras a fin de proporcionar una reactancia elevada, de modo que un sonido débil pueda generar una f.e.m. utilizable. Para proveer el campo magnético se utiliza un imán permanente a fin de eliminar la necesidad de alimentación exterior para el micrófono.

La unidad altoparlante-micrófono que se emplea en sistemas de intercomunicación es un compromiso entre requerimientos opuestos; sin embargo, un micrófono dinámico bien diseñado (ilustrado en la figura 5-5) no es utilizable como altoparlante.

Otro empleo importante del micrófono dinámico es el que se le asigna en los sistemas telefónicos de excitación sonora, que se utilizan ampliamente en operaciones militares terrestres. Puesto que no se requiere energía para el funcionamiento del micrófono, su salida se acopla directamente a una línea telefónica y se emplea para operar un pequeño parlante dinámico. Tanto el micrófono como el altoparlante deben estar diseñados específicamente para esta aplicación, y ambas unidades se colocan en el microteléfono. La conexión del micrófono o del parlante a la línea telefónica se efectúa mediante la operación de la llave "apretar para hablar" montada en el microteléfono. Para operaciones militares, este sistema tiene como característica distintiva que no necesita alimentación externa.

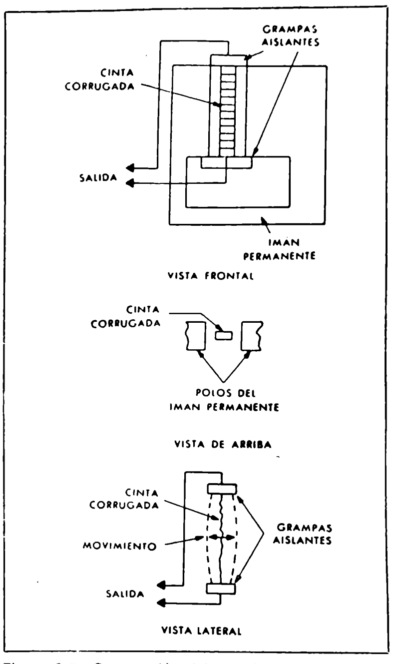


Figura 5-6. Construcción del micrófono de velocidad de cinta

Micrófono de velocidad de cinta

Un quinto tipo de micrófono es el de velocidad de cinta. Este dispositivo hace uso de la corriente que se produce cuando una cinta de aluminio corrugado suspendida en un campo magnético intenso, es obligada a vibrar. La figura 5-6 ilustra acerca de la construcción de este micrófono.

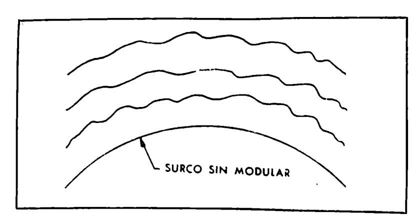


Figura 5-7. Modulación de surcos

Su funcionamiento es esencialmente el mismo que el del micrófono dinámico. Las ondas sonoras hacen que la cinta de aluminio vibre y, puesto que está suspendida en un campo magnético intenso, la vibración induce una corriente eléctrica en la cinta. La amplitud de la corriente depende de la velocidad a que se mueve la cinta en el campo magnético y, en consecuencia, también el volumen del sonido (de aquí el término *velocidad de cinta*).

El micrófono de velocidad de cinta es un dispositivo bastante rústico que reproduce con buena calidad la voz o la música y no necesita alimentación externa. Es altamente direccional --una ventaja importante donde la aceptación de ruidos circundantes no es conveniente.

5-3 FONOCAPTORES

Si una pequeña sección de una grabación en disco (disco fonográfico) fuera ampliada, se vería que el surco espiral no es una curva lisa sino con variaciones transversales como se indica en la figura 5-7. Esta variación contiene la música u otros sonidos que son convertidos en ondas sonoras audibles por el fonógrafo. El fonocaptor (pick-up) es un transductor electromecánico que convierte la variación mecánica del surco en una señal eléctrica. Esta señal es entonces amplificada y convertida en ondas sonoras audibles mediante el altoparlante.

Elementos básicos

Todos los fonocaptores están integrados por tres elementos básicos: una púa (o aguja), un transductor y un brazo fonocaptor.

La púa o aguja convierte la variación del surco del disco en una vibración mecánica y puede ser de muchos tipos diferentes. Las primeras púas fonográficas se hicieron de hierro y se descartaban después de haberse usado una vez, a fin de reducir el desgaste del disco. Las modernas utilizan una punta de diamante o zafiro tallado en la forma y medida correctas, montadas sobre un soporte metálico. El transductor convierte la vibración mecánica de la púa en una señal eléctrica de la misma frecuencia y que es similar a la del micrófono. Como en el caso de éste, se emplean actualmente varios tipos de transductores. El brazo fonocaptor pivotea libremente sobre un punto a un costado del disco, permitiendo que la púa y el transductor sigan el surco espiral de la grabación.

Para producir un fonocaptor que brinde una buena reproducción con el mínimo desgaste de los discos, se deben resolver muchos problemas. Por ejemplo, la forma y el tipo de la púa dependen del tipo de grabación (microsurco o normal), el amplificador debe compensar la distorsión introducida por el fonocaptor y el brazo fonocaptor debe ubicarse y balancearse correctamente. Estos tres elementos deben seleccionarse cuidadosamente para formar un fonocaptor completo con las características deseadas.

Tipos de transductores

Los transductores de uso corriente en sistemas fonocaptores se pueden clasificar en dos grandes grupos: los que responden por velocidad y los que responden por amplitud. La salida de los que responden por velocidad, es proporcional a la velocidad de la púa cuando sigue la modulación en el surco, mientras que la de los que responden por amplitud, es proporcional a la distancia a través de la cual se mueve la púa, de uno a otro borde del surco.

Velocidad

Los fonocaptores que responden por velocidad pueden además dividirse en dos grupos conocidos como de *hierro móvil* o *reluctancia variable* y de *bobina móvil* o *dinámicos*.

Se recordará del estudio de los principios del magnetismo que en una bobina móvil o dinámica, se induce una corriente cuando se la mueve en un campo magnético fijo, o bien cuando se la mantiene estacionaria en un campo magnético en movimiento.

El fonocaptor (pick-up) de hierro móvil o reluctancia variable, utiliza una bobina fija y un campo magnético variable. En la mayoría de los casos, el campo magnético varía por medio del movimiento de una pequeña pieza de hierro en un entrehierro de aire, variándose de este modo la reluctancia magnética (esto es análogo a la variación de la corriente en un circuito eléctrico por la variación de su resistencia). La reluctancia del hierro es baja mientras que la del aire es elevada de manera que la variación del tamaño efectivo del entrehierro varía la reluctancia total.

La figura 5-8 ilustra el principio de operación del fonocaptor (pick-up) de reluctancia variable. Como la púa se mueve lateralmente siguiendo la modulación del surco, la reluctancia del circuito magnético cambia variando el flujo. Esta variación del flujo magnético induce una corriente en la bobina, cuya dirección depende de que el flujo total aumente o disminuya.

Existen muchos tipos patentados de fonocaptores de reluctancia variable, teniendo cada uno de ellos sus ventajas y desventajas. Sin embargo, el principio de operación es igual en todos los casos y queda ilustrado en el diagrama simplificado que se muestra en la figura 5-8.

El inconveniente mayor del fonocaptor de reluctancia variable es su respuesta no lineal inherente. Esta respuesta no lineal resulta de que la reluctancia no varía en forma lineal con los cambios de posición de la armadura. A fin de obtener una respuesta lineal, es necesario hacer una compensación de la falta de linealidad del fonocaptor, introduciendo una falta de linealidad opuesta en el amplificador a utilizar con él.

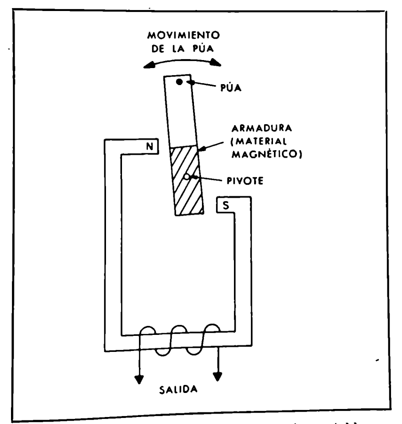


Figura 5-8. Fonocaptor de reluctancia variable

El segundo tipo de fonocaptor con respuesta por velocidad es el dinámico o de bobina móvil ilustrado en la figura 5-9. La operación de este tipo de fonocaptor es muy similar a la del galvanómetro de D'Arsonval. Se recordará que la rotación de la bobina del medidor resulta de la interacción de los campos magnéticos cuando la corriente fluye a través de aquélla. El fonocaptor dinámico utiliza este mismo principio, excepto que la modulación del surco se convierte en una rotación mecánica de la bobina, mediante la acción de la púa. Puesto que la bobina está en un campo magnético estable, la rotación mecánica induce una corriente en la bobina, la cual es proporcional a la velocidad de rotación. Si el ángulo total a lo largo del cual gira la bobina es pequeño (éste es el caso del fonocaptor dinámico), la salida será aproximadamente una función lineal del ángulo de rotación y, de este modo, el fonocaptor no introducirá distorsión apreciable.

Otras dos ventajas del fonocaptor dinámico son su respuesta extendida a frecuencias altas, resultante de la pequeña masa de la bobina (la cual no contiene hierro u otro material magnético) y su

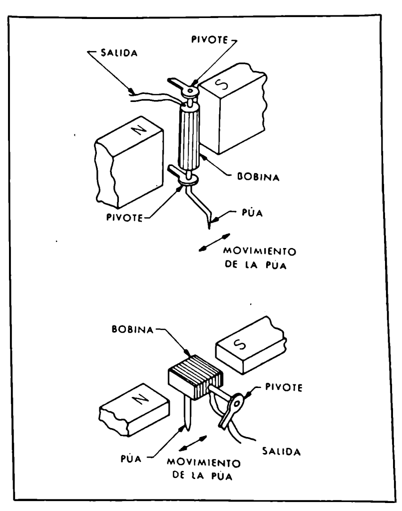


Figura 5-9. Dos tipos de fonocaptor dinámico

bajo zumbido, resultante del empleo de una bobina de baja impedancia que sólo tiene unas pocas espiras de alambre. Los mayores inconvenientes de este fonocaptor dinámico son su baja salida, lo que requiere el empleo de un transformador elevador, su construcción delicada y precisa y el hecho de que la púa no puede ser reemplazada por el usuario sin un equipo especial para tal efecto

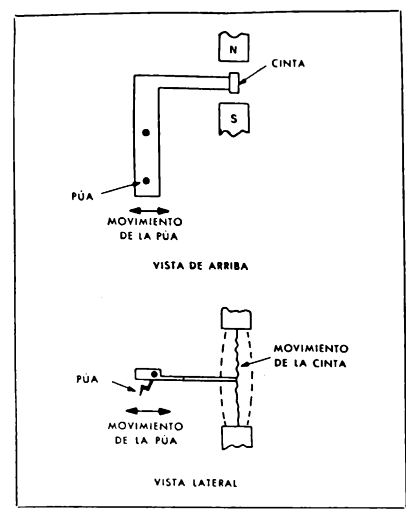


Figura 5-10. Fonocaptor de velocidad de cinta

El tipo final de fonocaptor de respuesta por velocidad que veremos es el de velocidad de cinta. El funcionamiento de este fonocaptor es idéntico al del micrófono del mismo nombre recién estudiado, excepto en el movimiento de la cinta, que está dado por su contacto con la púa, como se ilustra en la figura 5-10, en lugar de estarlo por las ondas sonoras. Como la púa se mueve lateralmente siguiendo la modulación del surco, la cinta vibra en el campo magnético, estableciéndose un flujo de corriente proporcional a la velocidad de la cinta.

Amplitud

Los fonocaptores de respuesta por amplitud producen una salida que es proporcional a la distancia a través de la cual se mueve la púa siguiendo la modulación del surco. Dos tipos se usan comúnmente, el de cristal y el electrostático (a condensador).

La figura 5-11 ilustra la construcción de un fonocaptor de cristal. El movimiento lateral de la púa determina la flexión mecánica del cristal, lo que produce un potencial eléctrico a través de él. Los fonocaptores de cristal antiguos empleaban sales de Rochelle como elemento transductor y resultaban extremadamente sensibles a los campos de temperatura y humedad. Para evitar esto, en la mayoría de los modelos modernos se emplean cristales cerámicos.

Las desventajas del fonocaptor de cristal son de dos clases o aspectos: hay un límite de excursión (o límite de elasticidad) que, si se supera, se traduce en un cambio de las características físicas y en una distorsión permanente, y la respuesta es elevadamente no lineal cerca de este límite. La mayor ventaja es la de ofrecer una alta impedancia y, por lo tanto, se puede acoplar a la reja de un amplificador de audio sin usar transformador.

Un segundo tipo de fonocaptor de respuesta por amplitud es el electrostático, para MF, ilustrado en la figura 5-12. Este dispositivo es casi idéntico al micrófono electrostático descripto anteriormen-

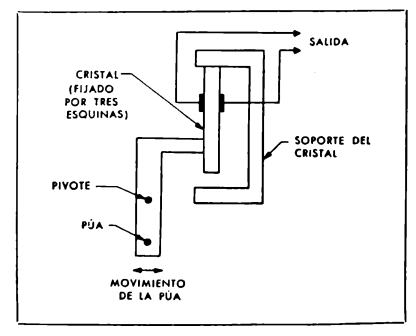


Figura 5-11. Fonocaptor de cristal

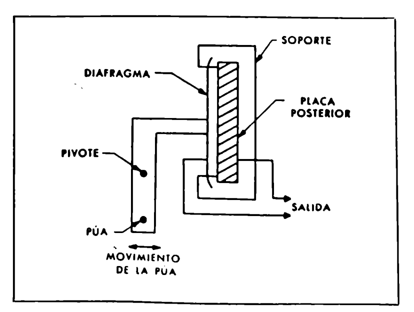


Figura 5-12. Fonocaptor electrostático (a condensador) para MF

te. El movimiento de la púa obliga al delgado diafragma a flexionarse variando la capacitancia entre éste y la placa posterior. En la práctica este cambio de la capacitancia varía la frecuencia de un oscilador produciéndose así una señal modulada en frecuencia. La salida de audio se recompone mediante la detección de la modulación en frecuencia.

Aunque el fonocaptor electrostático para MF tiene una excelente respuesta de frecuencia, su construcción es delicada y el oscilador de MF y conexionado adicional requiere un mantenimiento cuidadoso.

5-4 RESUMEN

El micrófono y el fonocaptor son transductores que convierten las vibraciones mecánicas en energía eléctrica. El micrófono capta ondas sonoras audibles y las convierte en vibraciones mecánicas y a su vez, convierte a éstas en energía eléctrica En forma similar, la púa del fonocaptor convierte la modulación del surco en vibraciones mecánicas y éstas, a su vez, en energía eléctrica. Tanto los micrófonos como los fonocaptores pueden dividirse en dos grupos separados: de respuesta por velocidad, en el cual la salida es proporcional a la velocidad del elemento vibratorio, y de respuesta por amplitud, en el cual la salida es proporcional a la distancia a través de la cual se mueve el elemento vibrante. Se han explicado varios ejemplos de cada tipo, utilizados comúnmente, y para cada uno de ellos se han dado las ventajas y desventajas que poseen.

CUESTIONARIO

1. ¿Cuál es el objeto de un micrófono o fonocaptor?
2. ¿Por qué no es aconsejable un micrófono de elevada sensibilidad para el empleo en aeronaves?
3. Explique la operación de un micrófono de carbón de botón único.
4. ¿Por qué es necesario conectar una fuente de tensión continua en serie con el circuito del micrófono de carbón?
5. Nombre dos desventajas del micrófono de carbón.
6. ¿Cómo se varía la capacidad en el micrófono electrostático?
7. ¿Por qué el micrófono electrostático se emplea normalmente en trabajos de laboratorio?
8. ¿El micrófono de cristal necesita una fuente de tensión? ¿Por qué?
9. ¿Por qué se utiliza a menudo el micrófono de cristal para las transmisiones de radiodifusión del tipo "conferencia ante auditorium"?
10. ¿Por qué razón se emplea el micrófono dinámico en teléfonos de excitación sonora y cuál es la energía requerida que se genera en esta aplicación?
11. Explique la operación del micrófono dinámico
12. ¿Cuáles son los dos grandes grupos en que se dividen los fonocaptores?
13. ¿En qué difieren estos dos grupos?
14. Explique la operación del fonocaptor de reluctancia variable.
15. ¿Por qué no es lineal la respuesta del fonocaptor de reluctancia variable?

CAPITULO VI

Circuitos Osciladores Básicos

6 - 1 Introducción

Un circuito oscilador es aquél que entrega una salida de tensión o corriente alterna que generalmente tiene una forma de onda y una frecuencia específicas, sin utilizar una señal de entrada externa. En casi todos los osciladores, las oscilaciones comienzan por leves variaciones de la corriente de placa a medida que la válvula va aumentando su temperatura. Estas variaciones van en aumento en razón del lazo de realimentación existente y de la acción de amplificación del circuito. Básicamente un oscilador es un amplificador que obtiene su señal de entrada derivándola de su propia salida.

6-2 REPASO DEL FUNCIONAMIENTO DEL CIRCUITO RC Y LC

La Ley de Ohm para los circuitos de C.C. y C.A. establece que la tensión a través de una resistencia es igual al producto de la corriente que atraviesa la resistencia por el valor de ésta.

Un capacitor es capaz de almacenar una carga de electrones. Ambas placas del mismo contienen el mismo número de eelctrones cuando está descargado, pero cuando se carga, una de ellas posee un número mayor de electrones libres que la otra. La diferencia en el número de electrones sobre las placas de un capacitor cargado es una medida de la carga del mismo. La acumulación de esta carga establece una tensión entre los terminales del capacitor, y la carga continúa en aumento hasta que esta tensión iguala la de la fuente aplicada. Así, a mayor tensión aplicada, mayor carga en el capacitor. Un capacitor perfecto conservaría su carga indefinidamente a menos que se le provea una vía de descarga, aun si la fuente de tensión aplicada fuera retirada. Sin embargo, todos los capacitores prácticos tienen alguna pérdida a través del dieléctrico de modo que la carga se perderá en forma gradual.

Si a un circuito integrado por un resistor y un capacitor se le aplica una fuente de tensión estable, el capacitor se carga a través del resistor a un régimen exponencial. El régimen de carga, llamado constante de tiempo RC, está determinado por los valores de resistencia y capacitancia del circuito. Después de un tiempo igual a cinco veces RC, el capacitor alcanza una carga casi igual a la tensión aplicada. Mientras tanto, la caída de tensión a través del resistor disminuye a un régimen exponencial desde un valor igual a la tensión aplicada hasta prácticamente cero. Esto recibe el nombre de carga RC.

Si se retira la tensión aplicada y el circuito se cierra, el capacitor cargado se descarga a través de la resistencia nuevamente a un régimen exponencial. Al final de un intervalo de tiempo igual a cinco veces RC, las tensiones a través de R y C serán aproximadamente cero. Esto se conoce como la descarga RC. La acción de carga de los circuitos RC se emplea ampliamente en aplicaciones electrónicas.

Si se conecta una tensión constante a través de una inductancia, la corriente aumenta hasta su valor total (determinado por la fuente de tensión, la resistencia interna de la fuente y la del inductor), a un régimen que disminuye gradualmente siguiendo una curva exponencial. El establecimiento de la corriente es gradual en razón de la fuerza contraelectromotriz generada por la autoinducción del inductor. Cuando la corriente recién se inicia, las líneas de fuerza magnética se expanden, cortan las espiras de alambre del devanado y generan una fuerza contraelectromotriz que se opone a la f.e.m. de la fuente. Esta oposición, que disminuye a medida que pasa el tiempo, determina un retardo en el incremento de la corriente hasta un valor constante. Cuando se desconecta la fuente de tensión, las líneas de fuerza se contraen, cortando nuevamente las espiras del inductor, pero induciendo ahora una f.e.m. que tiende a prolongar la corriente. De este modo, la acción de un inductor es la de oponerse a los cambios de corriente.

Los circuitos sintonizados L-C, se integran con capacitores e inductores. Como se mencionó más arriba, la corriente que circula a través de un inductor produce un campo magnético alrededor del arrollamiento. Cuando la corriente a través de él comienza a disminuir, el campo se contrae sobre el bobinado e induce una tensión. Si se conecta un capacitor a través de la bobina, la tensión inducida determina una corriente y el capacitor se carga. En otras palabras, en el capacitor se almacena energía electrostática. Cuando el campo magnético finalmente ha desaparecido, el capacitor se descarga a través del inductor. Esta corriente de descarga, determina una vez más un campo magnético alrededor del inductor, lo que conduce a una repetición del ciclo completo. La frecuencia con que ocurren estas repeticiones u oscilaciones es la frecuencia de resonancia del circuito sintonizado. Estas oscilaciones del circuito sintonizado tienden a anularse a menos que la energía que se pierde en la resistencia inherente al circuito sea reemplazada de alguna manera.

6-3 PRINCIPIOS BASICOS DEL CIRCUITO OSCILADOR

Si se necesita un oscilador que tenga una salida de amplitud constante, debe proveerse algún medio para suministrar energía al circuito de reja para reponer sus pérdidas.

Es posible emplear válvulas como osciladores por su capacidad para amplificar. Una parte de la energía del circuito de placa se puede aplicar a la entrada de la válvula, que amplifica dicha señal. Si la energía perdida por el circuito se repone adecuadamente, ocurrirán oscilaciones sostenidas.

La figura 6-1 muestra el circuito oscilador básico. La válvula se muestra con una red de alimentación que conecta los circuitos de placa y

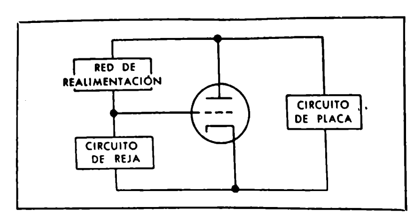


Figura 6-1. Circuito oscilador básico

reja. La señal aplicada al circuito sintonizado de reja debe tener una polaridad correcta para reforzar las oscilaciones iniciales en el circuito sintonizado de placa o tanque, como se le llama frecuentemente. Como se aprendió al estudiar los amplificadores, la tensión de señal en placa está a 180° fuera de fase respecto a la tensión de señal en reja. Si se alimentara una pequeña porción de la tensión amplificada de salida directamente a la reja, ello tendería a anular las oscilaciones en lugar de sostenerlas. Por lo tanto, para que la tensión con que se realimenta a la reja sea eficaz para sostener las oscilaciones, debe someterse a un desfasaje adicional, de 180°.

El circuito de realimentación proporciona el desfasaje necesario para sostener las oscilaciones. Cualquier pequeña variación en el circuito de reja es amplificada por la válvula, apareciendo a través del circuito tanque de placa. Con una parte de esta energía del circuito de placa se realimenta a la reja a través del lazo de realimentación y se emplea para suministrar la energía de entrada. De esta manera la válvula suministra su propia entrada, y oscila en una frecuencia determinada por las constantes del circuito.

Realimentación

El término *realimentación* se aplica al proceso de transferencia de energía del circuito de salida de un dispositivo al circuito de entrada del mismo. Cuando se aplica a circuitos con válvulas de vacío, la alimentación de una señal del circuito de placa de retorno al circuito de reja desfasada respecto a la tensión de entrada, de manera de impedir oscilaciones, recibe el nombre de *realimentación negativa* o *degenerativa*. La alimentación de retorno de una señal en fase con la de entrada, de manera de provocar oscilaciones se denomina *realimentación positiva* o *regenerativa*.

El efecto de la realimentación negativa es el de reducir la ganancia de la etapa amplificadora. Aunque esto mejora la forma de onda de salida, reduciendo la distorsión que introduce por sí misma la válvula amplificadora, la amplitud de la señal de salida se reduce. Por otro lado, el efecto de la realimentación positiva es el de aumentar la ganancia de un amplificador. Si la regeneración se hace suficientemente grande, la energía realimentada a la entrada mantiene la operación del amplificador y se convierte en oscilador. Así, es evidente que la red de realimentación en un circuito oscilador debe próveer una tensión de realimentación positiva.

Existen varios métodos de acoplamiento de la energía oscilante para que retorne al circuito de reja. Se puede acoplar mediante el empleo de transformadores, redes R-C, L-C, u otros circuitos fuera de la válvula, a través de la capacitancia interelectródica de la misma o mediante el empleo de válvulas adicionales.

Oscilaciones producidas por un amplificador de dos etapas

El empleo de una válvula adicional para lograr la realimentación regenerativa y sostener las oscilaciones está ilustrado en la figura 6-2. El circuito está integrado por dos amplificadores de audio en cascada acoplados por R-C, con la salida de la segunda etapa (V2) acoplada a la entrada de la primera (V1). Esta señal de salida que está en fase con la señal de reja de V1, satisface el requerimiento de realimentación positiva necesario para mantener las oscilaciones.

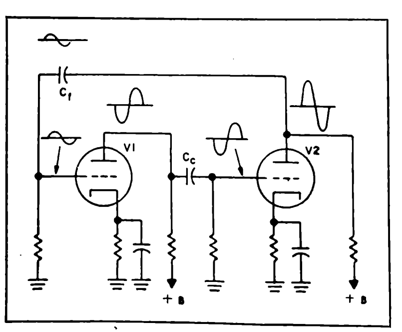


Figura 6-2. Amplificador de dos etapas con realimentación regenerativa

Para entender por qué el amplificador de dos etapas puede funcionar como oscilador, debemos considerar las características de las oscilaciones

indeseadas. Este tipo de oscilaciones en los circuitos a válvula de vacío recibe el nombre de parásitas. Tanto en los amplificadores como en los osciladores se presentan estas oscilaciones parásitas y pueden determinar efectos indeseables, tales como distorsión, pérdidas de potencia útil o un funcionamiento errático. Los efectos parásitos ocurren porque hay numerosas frecuencias para las cuales se satisfacen las condiciones de oscilación. Con frecuencia, la presencia de las capacitancias interelectródicas de la válvula y las inductancias distribuidas en el circuito, establecen una condición oscilatoria para una frecuencia elevada. Por ejemplo, el cableado en los circuitos de reja y de placa de un amplificador puede actuar como una inductancia, formando un circuito resonante con las capacitancias de la válvula. Así, el amplificador funciona como oscilador en una frecuencia parásita específica.

Como se indica en la figura 6-2, la señal de realimentación de placa de la segunda etapa del amplificador se acopla a la reja del primero a través del capacitor C_f. El valor de este capacitor es tal que la reactancia o desfasaje que introduce a las frecuencias amplificadas es despreciable. Cuando se aplican tensiones de alimentación al circuito, la corriente de placa se inicia en ambas válvulas. Si ambos amplificadores son semejantes (balanceados), la corriente en las válvulas al principio será casi igual. Sin embargo, el equilibrio perfecto es imposible puesto que siempre habrá una leve diferencia entre los elementos correspondientes (incluso las válvulas) de los dos circuitos. Tal desequilibrio determina necesariamente que una válvula conduzca más que la otra.

Supongamos que al principio, la corriente de placa V1 es mayor que la V2. En razón de esta conducción superior, en los circuitos de reja y placa de esta válvula se pueden generar oscilaciones parásitas. Estas oscilaciones tienden a amortiguarse, a menos que se refuerce la señal de reja mediante una señal de realimentación que tenga polaridad y amplitud correctas. Recordemos que las señales de placa y reja de las válvulas están desfasadas en 180° y para obtener oscilaciones sostenidas se requiere una señal de realimentación positiva, o en fase. Es evidente entonces que la señal de placa de la V1 debe desfasarse 180 grados antes de ser aplicada a la reja para poder mantener la condición oscilatoria. El desfasaje requerido de 180° lo realiza el amplificador V2.

Una característica fundamental de las válvulas es la de que un aumento de corriente a través de ellas, determina un descenso de la tensión de placa. Ya que en este caso se supuso que V1 conduce más al comienzo, la tensión de placa disminuye. Este descenso de la tensión de placa se acopla a la reja de V2 a través del capacitor de acoplamiento C_c. Otra característica fundamental de las válvulas es que una caída de la tensión de reja determina una caída en la corriente de placa. El resultado de la disminución de corriente a través de V2 es el aumento de la tensión de placa. Esta variación en la tensión de placa, 180 grados fuera de fase con respecto a la tensión de placa V1, se acopla entonces a la reja de control de esta válvula a través del capacitor de realimentación C_f. Esta señal de realimentación está entonces en la fase adecuada para reforzar las oscilaciones de V1.

De lo expresado anteriormente se hace evidente que la función de la segunda etapa (V2) es la de actuar como una red de realimentación a fin de proveer el desfasaje de 180° requerido para la señal de placa de V1. Así, uno de los medios para obtener la señal realimentada requerida para sostener las oscilaciones, es el empleo de una válvula adicional. El capacitor de realimentación C_f acopla simplemente la señal de realimentación positiva a la reja de V1 y actúa como bloqueo de la tensión continua de placa de V2 para esta reja. Este capacitor no introduce ningún desfasaje apreciable en la señal realimentada. En las explicaciones subsiguientes sobre diversos tipos de circuitos osciladores, se presentarán los empleos de redes R-C, L-C, transformadores y las capacitancias de las válvulas como dispositivos de acoplamiento, para proveer el desfasaje necesario para mantener las oscilaciones.

Los osciladores como fuentes de energía

Las frecuencias en que ocurren las oscilaciones en un circuito están determinadas por las constantes del mismo. Por ejemplo, la acción oscilatoria descripta arriba fue producida por dos amplificadores de audio. Luego un oscilador de este tipo se denomina de *audiofrecuencia* o AF. Tal oscilador posee la capacidad de alimentar a otros circuitos con su salida de audiofrecuencia. De este modo, se lo puede considerar como una fuente de energía de AF. Los osciladores de audiofrecuencia se utilizan en los equipos electrónicos donde se desea producir un tono audible o donde se utilizan frecuencias bajas con fines de control. Algunas de las muchas aplicaciones de estos osciladores son: los circuitos de

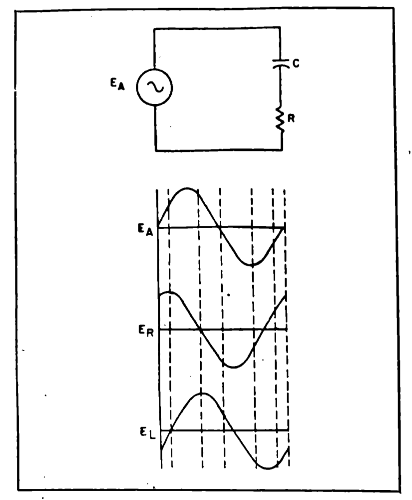


Figura 6-3. Corrimientos de fase en circuitos R-C

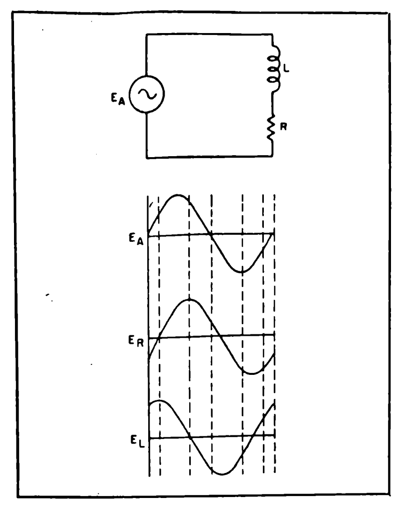


Figura 6-4. Corrimientos de fase en circuitos R-L

tonos en equipos de comunicaciones, órganos electrónicos, generadores de señales de audiofrecuencia y en los circuitos de control de antena de las radiobrújulas automáticas.

Mediante el cambio de las constantes del circuito o el empleo de diversas configuraciones de circuitos, se pueden obtener osciladores con capacidad para producir oscilaciones en frecuencias de radio. Los osciladores de *radiofrecuencia* o *RF* son una parte necesaria para todo transmisor y receptor superheterodino de radio. El oscilador "maestro" en el transmisor, genera la portadora de RF sobre la cual se imprimirá la inteligencia o información a transmitirse. En el receptor, el oscilador "local" sirve para convertir la portadora de RF elevada, en una radiofrecuencia más baja (llamada *frecuencia intermedia*), de la cual se detectará o separará la información transmitida. Otras aplicaciones de los osciladores de RF son aquéllas donde se los emplea como fuentes de energía en instrumentos de prueba y ajuste de los equipos que funcionan en la porción de radiofrecuencias del espectro.

6-4 REDES DESFASADORAS R-C Y R-L

Una de las propiedades de los capacitores es su oposición a los cambios de la tensión continua aplicada. Si se aplica una tensión de forma de onda sinusoidal a una serie formada por un resistor y un capacitor, la tensión, en cada uno de los componentes, está desfasada con respecto a la aplicada. La diferencia de fase real depende de la frecuencia de la señal, del valor de la capacitancia y de la magnitud de la resistencia.

La figura 6-3 muestra las formas de onda resultantes cuando se aplica una tensión alterna a un circuito R-C en serie. La corriente a través del circuito tiene una magnitud determinada por la impedancia total del mismo. La presencia del capacitor hace que la impedancia sea capacitiva y que la corriente se adelante a la tensión. En este caso, se han elegido las constantes del circuito para producir un desfasaje de 60 grados. La caída de la tensión a través del resistor está en fase con la corriente que la atraviesa; en consecuencia, esta caída de tensión se adelanta en 60 grados a la tensión aplicada. Si la frecuencia disminuye, la tensión en el resistor se acercará más a los 90 grados de desfasaje con respecto a la tensión aplicada, pero en razón de dicha resistencia en el circuito, el desplazamiento nunca llegará por completo a este valor.

Los circuitos R-C se utilizan en ciertos tipos de osciladores para proporcionar la realimentación

necesaria para la oscilación. Una simple combinación R-C puede proveer cualquier desfasaje deseado entre cero y casi 90 grados, por la simple variación de los valores relativos de resistencia y capacitancia. Conectando en cascada varios circuitos R-C, se puede obtener prácticamente cualquier grado de desfasaje.

La sustitución del capacitor por un inductor en el circuito, como se ilustra en la figura 6-4, lo transforma en una red desfasadora R-L. Puesto que la corriente siempre atrasa a la tensión a través de la inductancia, la tensión a través del resistor se atrasa también. La tensión de salida se toma, normalmente, a través del inductor. Un aumento de la resistencia del circuito determinará el incremento de la diferencia de fase entre las tensiones de entrada y de salida. Mediante la disminución de la resistencia del circuito, las tensiones de entrada y salida se pueden acercar en fase entre sí.

Una desventaja de los circuitos R-C y R-L, es que la tensión a través del capacitor o del inductor va disminuyendo a medida que se aumenta la resistencia. Estas redes por lo tanto, no siempre son satisfactorias en circuitos que requieren una tensión de salida definida. Sin embargo, son muy prácticas para emplearlas en circuitos que exigen un valor de desfasaje.

6-5 OSCILADORES DESFASADOS POR R-C

Si a un amplificador convencional se le conecta una red R-C que transfiera energía del circuito de placa al de reja, se producirán oscilaciones. La figura 6-5 muestra el diagrama esquemático del circuito y las formas de onda de las tensiones de un circuito típico de oscilador con corrimiento de fase por R-C.

La red desfasadora de la realimentación está integrada por tres secciones en L invertida de resistencia-capacitancia. Cada sección en L está formada por un resistor y un capacitor en serie. Las tres secciones en L están conectadas en cascada para obtener el desfasaje necesario de 180 °, y cada una de ellas provee una variación de fase de la tensión de entrada de 60 grados. Cualquier variación de tensión a través del resistor de carga de placa R6 queda aplicada al circuito de realimentación. Esta tensión de realimentación determina una corriente a través del primer circuito R-C en serie, cuya amplitud está en función de la impedancia del capacitor y del resistor. Esta corriente origina una caída de tensión a través del resistor R1, la que, si se han elegido correctamente los valores de R y C, adelanta la tensión

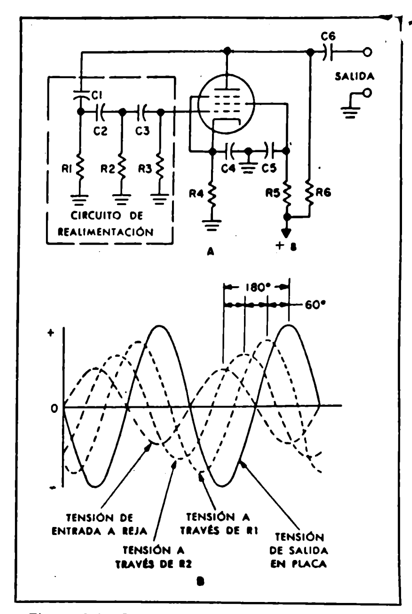


Figura 6-5. Oscilador por corrimientos de fase y formas de onda asociadas

de placa en 60 grados. Esta tensión se indica en B de la figura 6-5. La salida de esta primera sección se aplica a la entrada de la siguiente, y la salida de ésta a la entrada de la tercera sección. Cada una de ellas contribuye al desfasaje total. El oscilador con corrimiento de fase por R-C tiene muchas ventajas. Es fácil de construir, necesita sólo una válvula y puede funcionar sobre un amplio rango de frecuencias. La forma de onda de salida es casi una sinusoide pura cuando se lo opera con ganancia baja; no obstante, la tensión de salida es baja en amplitud y varía con las variaciones de la frecuencia. El oscilador con desfasaje por R-C se emplea fundamentalmente en aplicaciones de audiofrecuencia.

6-6 CIRCUITOS OSCILADORES CONVENCIONALES A L-C

La mayoría de los osciladores, especialmente los que funcionan dentro del rango de radiofre-

cuencia, emplean circuitos sintonizados (resonantes) integrados por capacitores e inductores. Las oscilaciones se producen en los circuitos sintonizados más que en la válvula empleada en el oscilador. Puesto que el funcionamiento de estos circuitos osciladores lo inicia su propio desequilibrio, reciben el nombre de osciladores autoexcitados.

Oscilador placa-reja sintonizadas

El oscilador que emplea circuitos tanques sintonizados en placa y reja recibe la denominación de oscilador *placa-reja sintonizadas*. El diagrama esquemático del circuito de un oscilador de este tipo se muestra en la figura 6-6. Entre los dos circuitos sintonizados, no existe acoplamiento magnético. La realimentación se produce por acoplamiento capacitivo de la capacitancia reja-placa de la válvula. Algunas veces es de utilidad aumentar este acoplamiento mediante un condensador conectado externamente. En la frecuencia de oscilación los circuitos de placa y de reja son ligeramente inductivos y la relación de fase entre placa y reja es necesariamente cercana a los 180 grados. Por lo tanto, la frecuencia en que opera este oscilador es ligeramente inferior a la frecuencia natural de los circuitos tanques de placa y de reja.

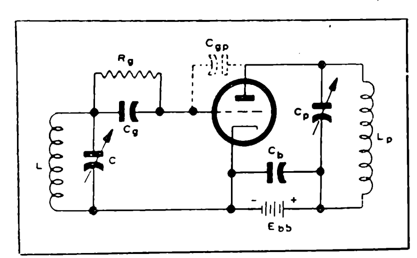


Figura 6-6. Oscilador placa-reja sintonizadas

Oscilador Hartley

En la figura 6-7 se presentan dos configuraciones del oscilador Hartley. Este oscilador emplea un único circuito L-C, en el cual la relación de fase de 180 grados entre las tensiones de placa y reja resulta de la conexión de estos electrodos a los extremos opuestos del inductor. Esta es la relación de fase necesaria para la realimentación positiva. El acoplamiento es inductivo, puesto que la corriente de placa que pasa a través de L_p produce un campo magnético que induce una tensión en L, por acción de autotransformador.

Cuando la parte del circuito sintonizado entre placa y cátodo de la válvula está en serie con la tensión de la fuente de alimentación, de modo que existe una circulación de C.C. a través de una porción del circuito sintonizado, la etapa está *alimentada en serie*. En A de la figura 6-7 se muestra un ejemplo de Hartley alimentado en serie. En este tipo de alimentación, la corriente continua de placa y la componente alterna de dicha corriente tienen un camino común. Éste es a través de L_p én el circuito placa-cátodo. Se utiliza solamente una bobina, una parte de la cual está en el circuito de placa y el resto en el circuito de reja. La porción inferior de la bobina, L_p, está acoplada inductivamente a la porción superior y esta combinación forma un autotransformador. Puesto que el capacitor variable C se conecta a través de ambas secciones de la bobina, el conjunto forma un circuito tanque resonante.

El capacitor L_p en el oscilador Hartley alimentado en serie, es un capacitor de desacoplamiento que permite que la componente de alterna de la corriente de placa sea derivada de la batería. Esta acción ubica realmente la placa en el extremo inferior de L_p, para la componente alterna de la corriente de placa y, en consecuencia, L_p actúa con su carga. Con la reja y la placa en los extremos opuestos del autotransformador, la tensión alterna de reja es de polaridad opuesta a la de placa y así se satisface este requerimiento de la realimentación positiva. Las formas de onda del oscilador Hartley alimentado en serie se presentan en la figura 6-8. Puesto que la salida se puede tomar de más de un lugar, no se especifica nivel de referencia de continua.

Una objeción a la alimentación serie, es el efecto de desintonía de la capacitancia a tierra de la alimentación de placa. La solución de este problema es un circuito de *alimentación paralelo* como el indicado en B en la figura. Aquí el circuito sintonizado está en paralelo con la alimentación de placa y la corriente continua está excluida de éste mediante el capacitor de bloqueo. Un choque de RF (Ch. RF) evita que la fuente de alimentación cortocircuite al circuito sintonizado. Al mismo tiempo este choque, conjuntamente con los capacitores de filtro de la fuente de alimentación, mantienen en un mínimo la tensión de RF sobre dicha fuente.

Nótese que se utiliza una combinación de escape de reja para producir su polarización. Este método de polarización se usa casi siempre en los osciladores, puesto que tiende a estabilizar la operación del circuito. Cuando las oscilaciones comienzan a producirse, la señal máxima a través del

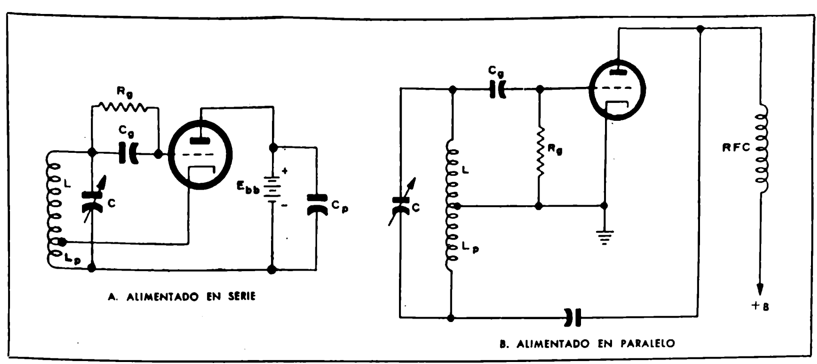


Figura 6-7. Circuitos del oscilador Hartley

circuito de reja va aumentando su valor positivo. Eventualmente los picos se hacen suficientemente positivos como para determinar que la reja tome

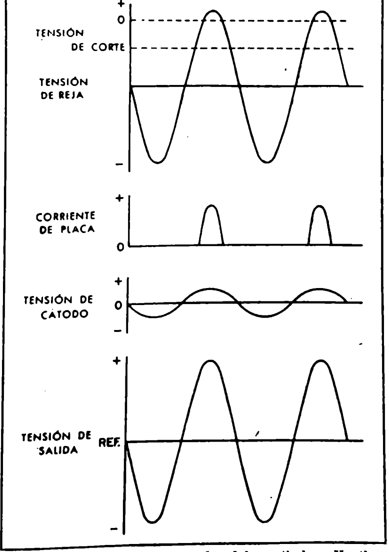


Figura 6-8. Formas de onda del oscilador Hartley, alimentado en serie

corriente, cargando el capacitor C_g. Poco después, cuando la señal va siendo menos positiva, la corriente de reja se interrumpe y el capacitor C_g se descarga a través del resistor de reja R_g. En razón del elevado valor de esta última, sólo se pierde un pequeño valor de carga durante este tiempo, hasta que la señal es lo suficientemente positiva de nuevo como para drenar otro pulso de corriente de reja sobre el capacitor. Esta acción produce una tensión negativa media entre reja y cátodo, o polarización, cuyo valor es casi igual al de la tensión máxima con que se carga dicho capacitor.

Cada vez que aumenta la amplitud de la señal, la corriente resultante de reja carga el capacitor a su valor más alto, aumentándose así la polarización. Este aumento de la polarización sirve para disminuir la ganancia de la etapa. Por lo tanto, la señal de salida se reduce hasta aproximadamente su amplitud original.

El oscilador Hartley se utiliza como una fuente de energía de RF y produce una onda de salida sinusoidal de amplitud constante y frecuencia bastante estable.

Oscilador Colpitts

El oscilador Colpitts que se muestra en la figura 6-9 es casi idéntico en operación y diseño al oscilador Hartley alimentado en paralelo, excepto que los capacitores C1 y C2 reemplazan al autotransformador, y el inductor variable L reemplaza al capacitor variable del circuito tanque. El par de capacitores en serie (C1 y C2) se utiliza para proveer realimentación capacitiva. Si los

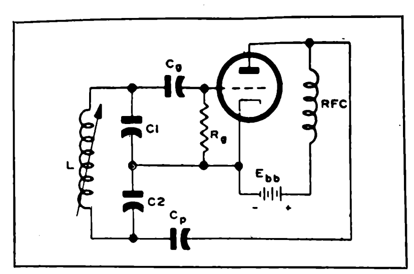


Figura 6-9. Circuito oscilador Colpitts

valores relativos de C1 y C2 se cambian por otros, cambiará también la amplitud de la tensión de realimentación. El inductor L resuena con estos capacitores a la frecuencia propia de resonancia.

C1 y C2 proveen una vía de alta impedancia para las armónicas, lo cual mejora la forma de onda sinusoidal de salida. Balanceando esta ventaja, sin embargo, está el hecho de que el circuito es más crítico y difícil de ajustar que el Hartley. Para una frecuencia constante de oscilación, la capacitancia total a través de L debe mantenerse constante. Por lo tanto, si se aumenta la capacidad de C1, para disminuir la tensión de excitación, se debe disminuir la capacitancia de C2, y viceversa. Puesto que cualquier ajuste afectará la frecuencia, se prefieren valores fijos de capacitancia. La sintonía se efectúa entonces, mediante un inductor variable.

Oscilador Armstrong

En el circuito del oscilador Armstrong mostrado en la figura 6-10, se inyecta a la reja energía

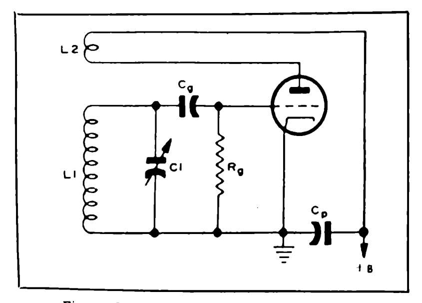


Figura 6-10. Circuito oscilador Armstrong

de fase y amplitud correcta tomada del circuito de placa, mediante la inducción mutua entre las bobinas de los circuitos tanques de placa y reja. La tensión de realimentación sufre desfasajes de 180° al pasar del circuito de placa al circuito de reja. Existe, por lo tanto, la relación correcta para reponer la energía perdida en el circuito sintonizado y sostener así las oscilaciones del circuito.

Nótese que se utiliza una combinación de escape de reja por resistor y capacitor para producir la polarización de operación. El valor de esta polarización hace que la válvula funcione en clase C. La polarización por escape de reja permite que el circuito sea de autoarranque, puesto que está en una condición de polarización cero antes de que comience a oscilar. Una rápida verificación para asegurarse que cualquier circuito oscilador que emplea polarización por escape de reja está funcionando, se consigue midiendo la caída de tensión a través de R_g (bias). Una tensión continua negativa de algunos volt indicará la presencia de oscilaciones.

La frecuencia de salida del oscilador Armstrong está determinada por la frecuencia de resonancia del circuito tanque. En la mayoría de los circuitos se utiliza un capacitor variable de sintonía para variar la frecuencia; no obstante, para el mismo fin se puede emplear un inductor variable.

Oscilador de acoplamiento electrónico

Los circuitos osciladores recién estudiados tienen una tendencia a desplazarse en frecuencia cuando ocurren cambios en sus cargas. Este efecto se puede eliminar mediante la aislación de la carga del circuito oscilador, haciendo que entregue una potencia moderada, sin una desmejora notable de la estabilidad.

El circuito que se muestra en la figura 6-11 es, fundamentalmente, un oscilador Hartley alimentado en serie en el cual la reja pantalla actúa como placa. La tensión de realimentación al circuito de la reja de control se acopla inductivamente desde el cátodo. La pantalla, que se encuentra derivada para la energía de RF por el capacitor de paso C_{sg} sirve como un blindaje que aísla la salida de placa del circuito del oscilador propiamente dicho. La carga es el circuito sintonizado de placa, el que se puede ajustar a la frecuencia fundamental o a una armónica.

Las variaciones de la tensión de alimentación tienen un efecto particularmente afortunado en el oscilador de acoplamiento electrónico. Un aumento de la tensión de pantalla disminuirá la frecuencia

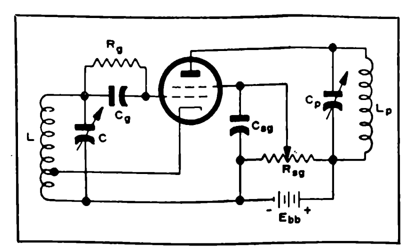


Figura 6-11. Circuito oscilador de acoplamiento electrónico

de oscilación, mientras que el aumento de la tensión de placa aumentará dicha frecuencia. Puesto que las tensiones de placa y pantalla las suministra la misma fuente, este efecto doble hace que la frecuencia permanezca casi constante, independientemente de las variaciones de la tensión de alimentación, supuesto que la derivación sobre el resistor R_{sg} está correctamente ajustada. Cuando los requerimientos de estabilidad son aún más rígidos, se utilizan osciladores controlados a cristal.

6-7 OSCILADORES CONTROLADOS A CRISTAL

En muchas aplicaciones de los osciladores es necesario que la frecuencia permanezca constante, tanto durante períodos cortos como largos de operación, o bien es importante que el oscilador reinicie sus oscilaciones en la misma frecuencia después de cada interrupción. El oscilador ordinario a L-C es inadecuado para estas aplicaciones debido a que muchos factores introducen leves variaciones en su frecuencia de salida.

Por ejemplo, la humedad y la temperatura afectan los parámetros del circuito, propiedades de la válvula y, en grado menor, la influencia del blindaje, o los valores reales de las inductancias y capacitancias en el circuito sintonizado. Otros factores son los cambios en la impedancia de carga y las variaciones de las tensiones de alimentación. Por otro lado, el oscilador controlado a cristal es casi completamente insensible a estas influencias y por lo tanto su estabilidad de frecuencia es excepcionalmente buena.

La sustancia más adecuada para los osciladores a cristal es el cuarzo, en razón de su eficacia, rendimiento, bajo coeficiente de temperatura y elevado Q mecánico. La turmalina tiene propiedades semejantes, pero es más cara. La sal de Rochelle también tiene propiedades piezoeléctricas, pero su empleo es más satisfactorio en micrófonos y fonocaptores.

La frecuencia natural a la cual vibra el cristal depende de su tamaño. Para vibrar en una frecuencia superior, se lo debe tallar de dimensiones más pequeñas. Puesto que existe un lmite para el tamaño a que pueden tallarse los cristales, existe también un límite superior para la frecuencia de las oscilaciones producidas por este medio.

Una pequeña tensión alterna de la frecuencia natural del cristal aplicada a éste produce su vibración mecánica con una amplitud relativamente grande y la vibración, a su vez, produce una tensión en los terminales. Si la tensión generada por la vibración se aplica a una válvula, se puede tomar una pequeña magnitud de la energía del circuito de salida para sostener la vibración del cristal.

Circuito básico de oscilador a cristal

El cristal se conecta generalmente en el circuito de reja de la válvula, como se indica en la figura 6-12. El circuito resultante es semejante al del oscilador placa-reja sintonizadas. Se conserva la polarización por escape de reja, pero la capacitancia equivalente del cristal actúa en lugar del capacitor usual en esta combinación.

La frecuencia de oscilación de un oscilador a cristal es sustancialmente constante debido a que la frecuencia natural del cristal es crítica. Para evitar leves desplazamientos de esta frecuencia, causados por fluctuaciones en la tensión de placa, se utilizan fuentes de tensión regulada para mantener las variaciones dentro de un rango establecido, generalmente 2 volt. Otra causa de desplazamientos de frecuencia en un oscilador controlado a cristal son los cambios de temperatura del cristal. Para superarlos, se lo suele montar en una

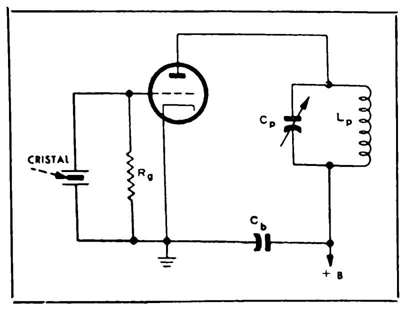


Figura 6-12. Circuito básico del oscilador controlado a cristal

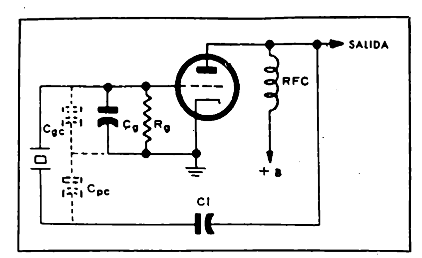


Figura 6-13. Circuito oscilador Pierce a cristal

cámara de temperatura controlada donde la temperatura se mantiene en un valor constante.

Oscilador Pierce

Un tipo especial de oscilador controlado a cristal es el Pierce, mostrado en la figura 6-13. Este oscilador no requiere sintonía. Se lo puede considerar equivalente a un Colpitts, en virtud de que el cristal (el circuito sintonizado) y las capacitancias interelectródicas de la válvula (dibujadas en línea punteada), que proveen la división de tensión, se pueden equiparar a los elementos que forman este tipo de oscilador. El capacitor C_g está en paralelo con la capacitancia reja-cátodo de la válvula para proveer la magnitud deseada de realimentación y R_g es el resistor de escape de reja. El capacitor C1 evita los posibles daños que pudiere recibir una persona que tocara el cristal. Este circuito se utiliza en aplicaciones donde se requiere solamente una baja salida.

Oscilador de sobretono a cristal

Como se mencionó antes, el límite de alta frecuencia de un oscilador convencional a cristal está restringido por las dimensiones en que es posible tallarlo conservando todavía suficiente robustez para su utilización práctica. Por esta razón, se ha prestado considerable atención al desarrollo de circuitos en los cuales el cristal vibre en una frecuencia armónica o múltiplo de la fundamental para la que ha sido cortado. En estos circuitos, un cristal de una medida corriente se puede emplear para producir oscilaciones en una frecuencia bastante más alta, y así se reduce el número de circuitos multiplicadores de frecuencia que se necesitarían de otro modo.

El cristal es excitado de manera que en él ocurra un desplazamiento del tipo zumbido produciendo lo que se conoce como una oscilación

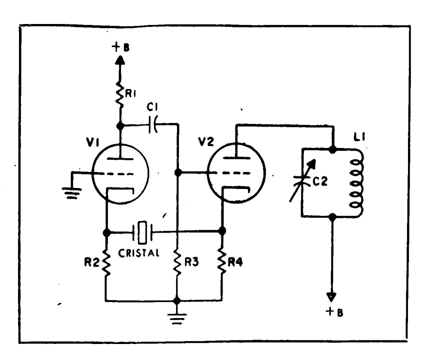


Figura 6-14. Circuito oscilador a cristal, para operar en sobretonos

de sobretono *. Un sobretono de cristal difiere de una armónica en que la primera nunca es un múltiplo entero de la frecuencia del cristal. Casi todos los cristales se pueden hacer oscilar en las frecuencias impares del sobretono y la aplicación de cuidados especiales durante su fabricación aumenta la probabilidad de oscilaciones en los sobretonos más altos. Los cristales destinados a osciladores de *sobretono* se marcan con la frecuencia de ésta para la que han sido cortados en lugar de la fundamental.

La figura 6-14 muestra un circuito oscilador acoplado por cátodo integrado por un amplificador de reja a tierra y un amplificador sintonizado que opera como seguidor catódico. Éste ha demostrado ser uno de los mejores circuitos diseñados para la operación en *sobretonos*. Las oscilaciones sostenidas se producen de una manera similar a la empleada en los osciladores convencionales, en los que con una señal de salida de amplitud suficiente en fase con la señal de entrada se realimenta el circuito de entrada, a fin de superar las pérdidas.

Brevemente, la operación del circuito es la siguiente: si se aplica una señal que se va haciendo más positiva al cátodo de V1, la corriente en esta válvula disminuye y produce una señal que se va haciendo positiva en el circuito de placa. De este modo se acopla un pulso positivo, a través de C1 a la reja de V2. Este pulso aumenta la corriente de placa de V2 y produce una señal positiva en el cátodo de esta válvula. Puesto que no hay des-

* En realidad, el cristal no vibra en una sola frecuencia, sino que lo hace simultáneamente en una banda relativamente ancha de frecuencias, característica del zumbido. (N. del T.)

fasaje a través del cristal en resonancia, la señal se acopla al cátodo de V1 en fase con la señal original. La señal es amplificada lo suficiente como para que relativamente supere las pérdidas del circuito y las oscilaciones se mantengan.

El circuito tanque de placa, integrado por C2 y L1, está sintonizado a la frecuencia del sobretono deseada y evita que la oscilación se produzca en una frecuencia no deseada. Una ventaja de este circuito es que el circuito de placa se puede cargar intensamente sin que se afecte la condición de oscilación.

6-8 RESUMEN

Un circuito oscilador es aquél que convierte una corriente continua en una corriente alterna de una frecuencia determinada por las constantes del mismo. En casi todos los osciladores, las oscilaciones comienzan con una leve variación de la corriente de placa cuando se aplican a la válvula las tensiones de alimentación. Para mantener la acción oscilatoria, se debe realimentar, en fase con la señal de entrada, una fracción de la señal de salida, a fin de superar las pérdidas del circuito. Este tipo de realimentación se conoce con el nombre de realimentación positiva o regeneración. El desfasaje necesario para sostener las oscilaciones se consigue mediante el empleo de redes R-C o R-L, transformadores, o válvulas adicionales, o a través de la capacitancia interelectródica de la válvula osciladora. En razón de que los osciladores se utilizan para muchas aplicaciones y rangos de frecuencias, se ha derivado un número considerable de circuitos osciladores diferentes. Sin embargo, el funcionamiento de todos los osciladores a válvula es fundamentalmente el mismo.

CUESTIONARIO

1. ¿Qué es un oscilador?
2. ¿Cuál es la función del circuito de realimentación en un oscilador?
3. Explique la diferencia entre realimentación positiva y realimentación negativa. ¿Qué tipo de realimentación es necesaria en los osciladores?
4. Nombre los diversos métodos utilizados para obtener la señal adecuada de realimentación en los osciladores.
5. Defina las *oscilaciones parásitas.*
6. Haga una lista de algunas aplicaciones de los osciladores, como fuentes de energía de AF y RF.
7. Describa brevemente la operación de un circuito desfasador RC.
8. El oscilador por desfasaje, ¿qué tipo de circuito de realimentación emplea y para qué frecuencias?
9. Explique por qué se necesitan por lo menos tres circuitos desfasadores RC en el oscilador de este tipo.
10. ¿El oscilador por corrimiento de fase requiere un impulso externo para iniciar sus oscilaciones?
11. ¿Cómo se efectúa el acoplamiento de la realimentación en el oscilador placa-reja sintonizadas?
12. Nombre los dos tipos de osciladores Hartley y describa sus diferencias.
13. ¿Cómo se efectúa la realimentación en el oscilador Hartley?
14. Describa la acción de la polarización por escape de reja.
15. ¿A qué tipo de oscilador se parece el Colpitts? ¿Cómo?
16. ¿Qué tipo de oscilador emplea una bobina de inducción?
17. ¿Qué ventajas ofrece el oscilador de acoplamiento electrónico sobre los demás osciladores sintonizables?
18. ¿Qué efecto tiene la variación de la tensión de alimentación sobre el oscilador de acoplamiento electrónico?
19. Nombre tres factores que pueden causar variaciones en las frecuencias de salida de un oscilador de RF sintonizable.
20. ¿De qué depende la frecuencia natural de vibración de un cristal?
21. ¿Por qué los cristales de algunos osciladores se conservan en una cámara de temperatura?
22. ¿Trabajaría correctamente el circuito de la figura 6-13 si se cortocircuitara el condensador C1? Si así fuera, ¿para qué sirve ese condensador?
23. ¿Qué factor limita la frecuencia superior de un oscilador controlado a cristal?
24. ¿Cuál es la diferencia entre un *sobretono* y una armónica?
25. En el circuito que se muestra en la figura 6-14, si la entrada de la señal a la V1 se va haciendo positiva, ¿por qué la tensión de placa también se hace positiva?

CAPITULO VII

Amplificadores de Radiofrecuencia

7 - 1 Introducción

Los amplificadores de radiofrecuencia difieren tanto en la apariencia y los valores de los componentes, como en el conexionado, de los amplificadores de audiofrecuencia. Estas diferencias se deben fundamentalmente a las frecuencias más altas involucradas en la amplificación de RF, y a los requerimientos de mayor selectividad. El espectro de radiofrecuencia se extiende desde los 20.000 ciclos hasta más allá de los 300.000.000 ciclos, mientras que el de audiofrecuencia alcanza desde 20 a 20.000 ciclos. Para su empleo eficaz en el espectro de RF, los amplificadores de radiofrecuencia se diseñan para amplificar frecuencias individuales o bien porciones muy limitadas del espectro. Por el contrario, los amplificadores de audiofrecuencia se diseñan para amplificar una porción relativamente grande del espectro de audiofrecuencia. De allí que los amplificadores de RF se distingan por la utilización de circuitos sintonizados (resonantes), para proveer la necesaria selectividad de frecuencias.

Estos amplificadores, al igual que los de audio, se pueden clasificar en amplificadores de tensión o de potencia. Los receptores utilizan amplificadores de tensión de RF para aumentar la amplitud de la señal recibida, mientras que en los transmisores se emplean amplificadores de potencia para entregar al circuito de antena las corrientes y tensiones necesarias para la transmisión.

7-2 AMPLIFICADORES DE TENSIÓN DE RADIOFRECUENCIA

Los amplificadores de tensión de RF, como se mencionó anteriormente, se utilizan para aumentar la amplitud de señales muy débiles en los receptores de radio, equipos de prueba, etc. Estos amplificadores pueden denominarse de *RF* o *FI* en función de su aplicación. El amplificador de FI (frecuencia intermedia) es la etapa, o grupo de etapas del receptor, que se utiliza para amplificar una angosta banda de frecuencias, inferiores a las de RF original, pero todavía en la región por encima de los 20.000 ciclos.

En la figura 7-1 parte A, se muestra un amplificador típico de tensión de RF. Nótese que el circuito es bastante diferente del amplificador de tensión de audio que hemos estudiado anteriormente. El circuito emplea una válvula pentodo para proveer una ganancia de tensión relativamente alta. La característica distintiva de este amplificador es que los circuitos de entrada y salida, formados por T1C1 y T2C2, son sintonizables y están mecánicamente acoplados para permitir el ajuste simultáneo de ambos. Los secundarios de los transformadores forman circuitos sintonizados en paralelo con los capacitores variables conectados a través de ellos. Considerando el circuito sintonizado T1 y C1, cuando la señal de RF de entrada es igual a la frecuencia de resonancia del mismo, este circuito en paralelo ofrece impedancia máxima a esa frecuencia. Esta impedancia máxima en serie con el circuito de reja a tierra, permite que se desarrolle la máxima tensión a través de la red, proveyendo de este modo una señal grande a la reja de la válvula. El circuito de placa emplea el primario del transformador como una carga inductiva que tiene una sintonía ensanchada para el rango de frecuencia deseado, mediante las capacitancias distribuidas en el circuito de placa y en el arrollamiento primario. El arrollamiento secundario está sintonizado exactamente a la frecuencia resonante del primario para proveer la máxima señal de entrada a la etapa siguiente. Puesto que los transformadores interetapas de RF tienen una relación de vueltas de 1 a 1, la ganancia total de la etapa depende de la amplificación de la válvula y del grado de acoplamiento del transformador T 2.

En la mayoría de los amplificadores de tensión de RF la polarización está ajustada de modo que la válvula trabaje en clase A. El amplificador

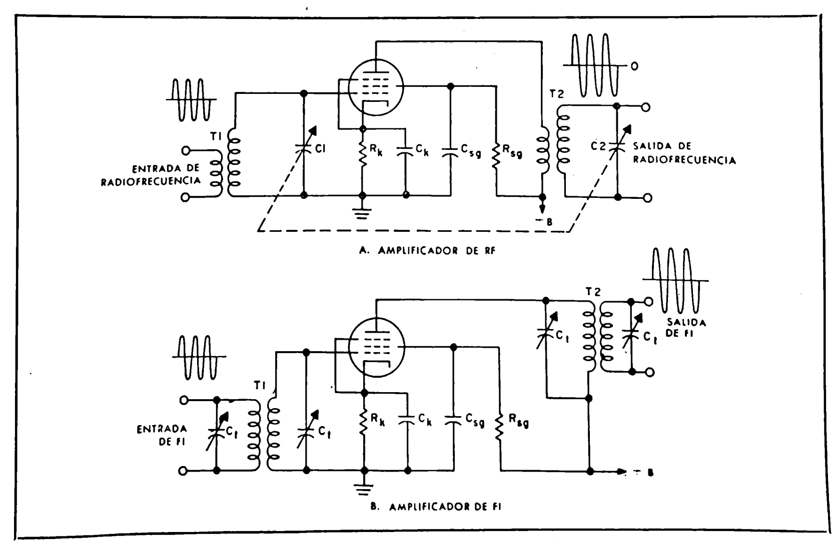


Figura 7-1. Circuitos amplificadores de tensión de RF

mostrado en A de la figura 7-1 emplea polarización por cátodo. En algunos amplificadores de tensión de RF, el circuito de reja se deriva a tierra a través de una alimentación de polarización automática o manual variable, de manera que la ganancia del circuito se puede controlar dentro de los límites de la operación en clase A.

La parte B de la figura 7-1 ilustra el circuito de un amplificador de FI. Este circuito es idéntico al del amplificador de tensión de RF, excepto que emplea transformadores doble sintonizados que, en la condición de trabajo normal, están presintonizados a una frecuencia específica. El ajuste de los capacitores C_t permite un pequeño cambio de la frecuencia de resonancia de los circuitos tanques. La banda pasante de estos transformadores es relativamente angosta cuando se trata de los receptores de comunicaciones comunes. En forma semejante al transformador interetapa del amplificador de RF, la máxima transferencia de energía en la frecuencia deseada depende del grado de acoplamiento entre los arrollamientos primarios y secundarios del transformador. La figura 7-2 ilustra los efectos del acoplamiento sobre la transferencia de energía.

La ganancia de cualquier amplificador de RF o FI depende de muchos factores variables, tales como el tipo de válvula, los valores de los componentes del circuito, y la frecuencia de operación. Puesto que el amplificador de RF o FI está diseñado para operar en un punto determinado del espectro, los circuitos sintonizados deberán ser resonantes en este punto. En resonancia, la ganancia se puede expresar en términos de transconductancia de la válvula y de impedancia total del circuito de salida, dos factores que combinan todas las variables involucradas.

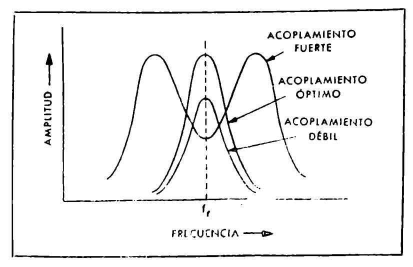


Figura 7-2. Efecto del acoplamiento sobre la transferencia de energía

La expresión de la ganancia es:

$$A_{res} = -g_m Z_o \qquad (7\text{-}1)$$

Donde:

A_{res} = Ganancia del circuito a resonancia.
g_m = Transconductancia de la válvula
Z_o = Impedancia total de salida.

(El signo negativo indica la fase invertida en un circuito con cátodo a tierra).

El valor de Z_o es muy difícil de calcular, requiriéndose distintas fórmulas para cada configuración de circuito. Para frecuencias fuera de resonancia, los cálculos son aún más complicados y son de interés fundamental para el diseñador de circuitos. En razón de la complejidad de los cálculos matemáticos involucrados, este método de determinar la ganancia no se estudiará por ahora.

Para frecuencias fuera de resonancia, la ganancia es reducida debido a que el circuito sintonizado hace a Z_o bastante reactivo, reduciendo así el rendimiento del mismo. La magnitud de la reducción depende de lo alejada de resonancia que esté la señal en particular y de las características del circuito sintonizado, (especialmente del Q, y en un circuito doble sintonizado, del grado de acoplamiento).

Independientemente de las fórmulas utilizadas en el diseño inicial de un circuito amplificador, su ganancia se puede determinar por la medición de las amplitudes de las señales de entrada y salida en varias frecuencias y empleando la relación: $A = e_s/e_{en}$, para calcular la ganancia en cada una de ellas. Este método de determinación de la ganancia de un amplificador se utiliza comúnmente para verificar las características de funcionamiento de los equipos, a fin de determinar cualquier disminución del rendimiento de los circuitos. Si se observa una disminución, se debe hacer lugar a la acción correctiva para volver el circuito a su condición óptima de operación. Como en el caso de los amplificadores de audio, los cambios de las características de las válvulas y de los valores de los componentes del circuito son, normalmente, la razón de la disminución de ganancia.

Los amplificadores de tensión de radiofrecuencia utilizados en receptores, generalmente están polarizados para funcionar en clase A. Como se ha visto con anterioridad, un circuito polarizado en clase A permite que la señal de entrada aparezca completa a la salida y que la reja no tome corriente en ningún momento. Este último factor es de la mayor importancia. Consultemos la figura 7-3 donde se ilustra un amplificador de RF típico. En este circuito, la resistencia reja-cátodo (represen-

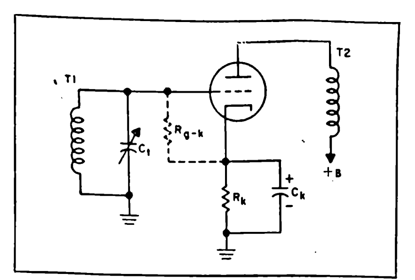


Figura 7-3. Resistencia efectiva reja-cátodo de un amplificador de tensión de RF

tada por la línea punteada) está realmente en paralelo con el circuito sintonizado de entrada.

Puesto que la reja no drena corriente, esta resistencia es alta; sin embargo, si la reja tomara corriente esta resistencia se reduciría. Colocando una resistencia elevada en paralelo con el circuito tanque, se observará que tiene muy poco efecto sobre el Q del mismo, pero colocando una resistencia reducida en paralelo, el Q baja, dando como resultado una banda pasante mayor y la reducción de la amplitud de la señal desarrollada en el circuito resonante. Desde que el objeto principal de un amplificador de tensión de RF es el de amplificar señales de entrada muy pequeñas, éste deberá estar polarizado en clase A para reducir la posibilidad de que el circuito de entrada se cargue debido a la corriente de reja.

7-3 CIRCUITOS AMPLIFICADORES DE RADIOFRECUENCIA, SEPARADORES Y MULTIPLICADORES DE FRECUENCIA

Los circuitos separadores y multiplicadores de frecuencia de RF son tipos especiales de amplificadores de RF que cumplen una función especial, distinta de la amplificación pura de tensión o potencia. Estos circuitos se encuentran generalmente en los transmisores u otros dispositivos semejantes. El separador de RF se utiliza comúnmente para proporcionar aislación y amplificación de tensión entre el oscilador básico y las etapas siguientes, para evitar cambios de frecuencias causados por los cambios de carga del oscilador. Los circuitos multiplicadores de frecuencia se utilizan, como lo sugiere su nombre, para elevar la frecuencia de salida del oscilador.

Amplificador separador de RF

Como se mencionó en el estudio de los osciladores, las variaciones de la impedancia de carga de un oscilador L-C ordinario, determinan que la frecuencia de la oscilación fluctúe. Este problema se puede evitar, por supuesto, mediante el empleo de un oscilador de acoplamiento electrónico o a cristal, que tienen una gran estabilidad de frecuencia inherente. En aquellos casos en donde se emplean osciladores L-C, la posibilidad de la variación de frecuencia se puede prevenir, logrando cierta amplificación, mediante el empleo de un circuito separador de RF similar al ilustrado en la figura 7-4. El pentodo amplificador-separador de RF es capaz de proveer la aislación y amplificación necesarias. A menudo se utilizan los pentodos, en razón de que exigen solamente una pequeña magnitud de potencia de excitación para entregar una amplificación considerable. El amplificador-separador a triodo de la figura 7-5 también se puede utilizar para proveer la amplificación y aislación requeridas. Por supuesto que los triodos no son capaces de proveer tanta amplificación como los pentodos, pero, sin embargo, se utilizan en algunas aplicaciones en transmisores. La magnitud de la polarización utilizada para la etapa separadora,

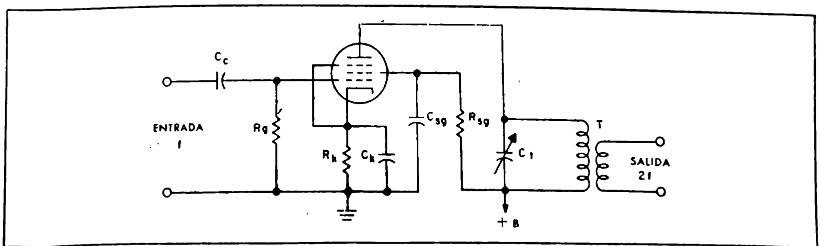


Figura 7-4 Amplificador-separador de radiofrecuencia con pentodo y salida acoplada a transformador

independientemente del tipo de válvula empleado, depende del grado de aislación deseado. Normalmente, el amplificador-separador se proyecta para trabajar en clase A o B. Como puede verse en las figuras 7-4 y 7-5 su polarización de operación es una combinación de las de cátodo y de escape de reja.

Raramente se opera con un amplificador-separador en clase C, debido al efecto de carga que tendrá sobre la etapa osciladora.

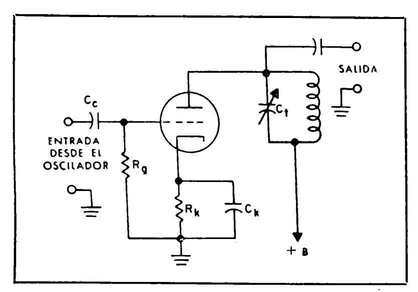


Figura 7-5. Amplificador-separador de RF con triodo y salida acoplada por capacitor

Puesto que contiene un circuito tanque sintonizado, la corriente de placa, que se presenta durante una fracción del ciclo completo de entrada, produce una onda sinusoidal debido al efecto "volante" de aquél. El término *volante* se utiliza para expresar el hecho de que el circuito resonante, cuando se lo excita momentáneamente, es capaz de producir una corriente oscilante entre los elementos que lo integran. Por lo tanto, no es necesario que se suministre energía en forma continua para producir un ciclo completo de la forma de onda de salida. Si se polariza el amplificador-separador para la operación en clase B, los pulsos de la corriente de placa proveerán el necesario suministro de energía para producir una forma de onda completa en la salida del mismo.

plificador-multiplicador de frecuencia

La multiplicación de frecuencia se utiliza en muchas aplicaciones de transmisión para lograr la frecuencia deseada de salida. Como se mencionó con anterioridad, el circuito del oscilador a cristal se utiliza como una fuente de frecuencia en diversos dispositivos de RF, en razón de que es casi insensible a los cambios en el circuito. La frecuencia de salida de un oscilador a cristal depende de las vibraciones mecánicas del cristal piezoeléctrico. La frecuencia máxima obtenible de este tipo de oscilador está limitada por las características físicas del cristal en sí mismo. Mediante la ubicación de circuitos multiplicadores de frecuencia similares al mostrado en la figura 7-6, después de un amplificador-separador, se puede obtener un incremento en la frecuencia de salida resultante. Para todos los fines prácticos, el circuito ilustrado en la figura 7-6 es idéntico al del amplificador-separador de la figura 7-4; sin embargo, el circuito multiplicador de frecuencia opera en forma diferente.

Los amplificadores multiplicadores se operan siempre en clase C. La ventaja principal del amplificador clase C es su capacidad para entregar grandes magnitudes de potencia y los pulsos de corriente tienen un elevado contenido de armónicas. Cuando se polariza la válvula de un amplificador clase C muy por debajo del corte, la corriente de placa está restringida a sólo una pequeña fracción del ciclo de señal de entrada. Durante el breve período de conducción, la tensión de placa es mínima y por lo tanto, es mínima también la potencia consumida por la válvula. Aunque la magnitud de la corriente de placa es pequeña, es suficiente para realimentar una gran corriente dentro del circuito sintonizado. De esta manera, se desarrollan grandes tensiones y corrientes de señal en el circuito, permitiéndole entregar considerable potencia.

Puesto que el amplificador multiplicador está polarizado para operar en clase C, siempre drena corriente de reja. En consecuencia se puede utilizar polarización por escape de reja, como se indica en la figura 7-6. Cuando el condensador C_g se descarga, se desarrolla una tensión negativa con

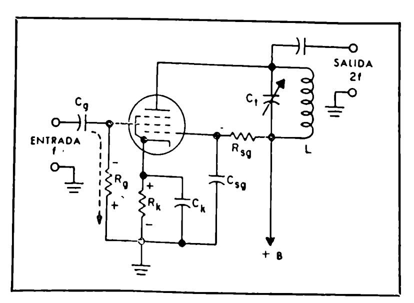


Figura 7-6. Circuito multiplicador de frecuencia

respecto a tierra a través del resistor R_g. Como se debe recordar bien, las ventajas de la polarización por escape de reja radican en la simplicidad del circuito y en sus características de ajuste automático con respecto a la tensión de reja, que proporciona un buen rendimiento de la válvula. Una desventaja de la misma es que la interrupción de la señal de entrada determina la pérdida de la tensión de polarización, lo que resulta en una gran corriente de placa. Para evitar esta posibilidad, el circuito de la figura 7-6 emplea también la polarización por cátodo desarrollada por el resistor R_k para mantener un nivel de seguridad de polarización estática en la válvula.

La presencia de corriente de reja indica que se requiere una señal de entrada relativamente grande para excitar el circuito. La potencia suministrada por la señal de entrada (excitación) se consume en la estructura de la reja de la válvula y en el circuito de polarización empleado. Una cantidad excesiva de corriente de reja redunda en una potencia de salida menor y exige una mayor potencia de excitación para mantener el rendimiento del circuito. La cantidad de excitación que se utiliza generalmente, varía desde aproximadamente una y media a cuatro veces la tensión de corte de válvula. Se necesita más polarización cuando se desea que el rendimiento de operación sea superior.

Un amplificador multiplicador de frecuencia es, simplemente, un amplificador clase C con el tanque de placa en resonancia a una armónica de la señal aplicada. Como se ha mencionado previamente, los pulsos de la corriente de placa producidos por la válvula operada en clase C son extremadamente ricos en su contenido de armónicas. Cualquier válvula, gracias a su capacidad de amplificación y a la no linealidad de su curva de transferencia (E_g-I_p), es capaz de reproducir a su salida la señal de entrada más las armónicas de la misma, de amplitud reducida. Esto recibe el nombre de *distorsión de amplitud*. El examen de una onda sinusoidal pura revela que sólo contiene su frecuencia fundamental y también que es simétrica por arriba y debajo de la línea cero de referencia, y que la elevación y la caída de cada alternancia son iguales. Cuando una forma de onda es asimétrica (no simétrica arriba y abajo de la línea cero de referencia), significa que están presentes las armónicas de orden par (2º, 4º, 6º, etc.). Cuando una forma de onda de tensión es simétrica pero no sigue una verdadera curva sinusoidal (alternancias iguales pero distintas de las de la onda sinusoidal), están presentes las armónicas de orden impar (3º, 5º, 7º, etc.). Recordando la forma de los pulsos de la corriente de placa que se obtienen en un amplificador clase C, es evidente que la señal de placa de éste, contiene armónicas de orden par e impar.

Con el empleo de la operación clase C, el generador de armónicas o multiplicador de frecuencia puede tener su circuito tanque de salida resonando a la segunda o tercera armónica de la fundamental. Los pulsos de la corriente de placa mantendrán la corriente circulante en el tanque y la etapa será capaz de proveer una salida en la frecuencia de la armónica elegida.

A menudo los multiplicadores de frecuencia se conectan en cascada, de modo que la frecuencia final es un múltiplo bastante grande de la del oscilador.

Una práctica común es la de doblar la frecuencia en cada etapa.

Aunque es posible una multiplicación mayor que la duplicación en cada etapa, el rendimiento de placa y, por lo tanto, la potencia de salida caen rápidamente cuando se eligen armónicas superiores. Por ejemplo, si un amplificador clase C que opera con un rendimiento de 80 por ciento aproximadamente, se opera como doblador de frecuencia, el rendimiento del circuito cae a alrededor del 70 por ciento. La razón de este rendimiento más bajo es la relación entre el tiempo de conducción de la válvula y el período de un ciclo de frecuencia de salida. En un circuito multiplicador de frecuencia, el tiempo durante el cual la válvula conduce debe ser corto comparado con el período de un ciclo; este requerimiento significa que la polarización de reja debe ser mayor que la de un amplificador clase C normal —aproximadamente 2 ½ veces el valor de corte. No obstante, los períodos de conducción cortos resultan en una disminución de la potencia de salida, como se ha estudiado anteriormente. Esta interdependencia entre rendimiento y potencia resulta en disminución de potencia, comparada con la de un amplificador normal, para lograr la multiplicación de frecuencia deseada.

Mediante el empleo de un circuito push-pull de un tipo similar al ilustrado en la figura 7-7, se puede obtener un aumento de potencia en comparación con la que puede proporcionar una etapa multiplicadora de frecuencia de una sola válvula. Este circuito tiene una entrada sintonizada dividida, integrada por L, C1 y C2; la mitad de L resuena con C1 y la otra mitad con C2. Los circuitos sintonizados divididos se ajustan para resonancia en la frecuencia de entrada. La acción de autotransformador del inductor L provee la diferencia de fase de 180 grados requerida para las dos entradas de señal del push-pull. La pola-

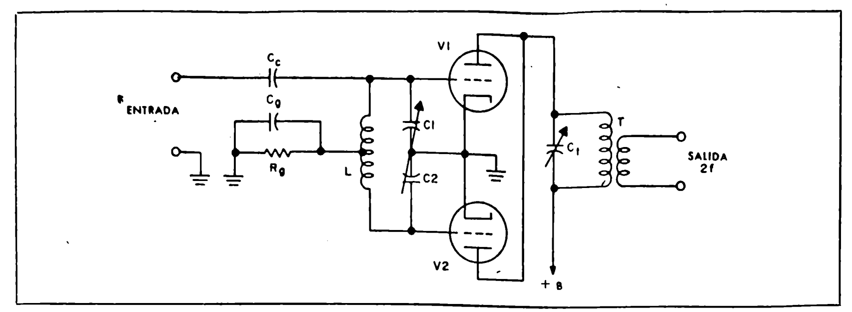


Figura 7-7. Doblador de frecuencia push-pull

rización de la etapa se obtiene de una red de escape de reja común, R_g y C_g. Este circuito push-pull difiere de los push-pull normales en que las placas de V1 y V2 están conectadas en paralelo y proveen las variaciones de corriente a través de un transformador de carga de placa de primario simple. La duplicación se logra debido a que cada válvula conduce en el pico positivo de la señal de entrada a la misma y que la salida está sintonizada al doble de la entrada. Como resultado, durante cada ciclo completo de entrada, ocurren dos pulsos de corriente de placa, y por lo tanto, el tanque de placa recibe un pulso durante cada ciclo de la frecuencia duplicada, haciendo que el rendimiento y la potencia sean superiores al de un circuito simple o asimétrico.

El circuito push-pull es adecuado también para la producción de armónicas de orden impar si se emplea un transformador push-pull de salida. Como se recordará del estudio del amplificador de audio push-pull, el empleo de tal transformador, da como resultado la anulación de las armónicas pares, por la oposición de sus campos magnéticos. El circuito doblador push-pull se apoya menos en las características de distorsión de las válvulas, para producir armónicas y por lo tanto, tiene relativamente un elevado rendimiento de operación.

El triplicador push-pull es eficiente debido al contenido rico en armónicas impares de los pulsos de la corriente de placa.

7-4 AMPLIFICADORES DE POTENCIA DE RADIOFRECUENCIA

El amplificador de potencia de RF, semejante al de potencia de audiofrecuencia, está diseñado para entregar más bien grandes valores de corriente a la carga, que grandes valores de variaciones de tensión. Estos amplificadores se utilizan para aumentar la potencia de RF de salida de un generador para suministrar energía a otro amplificador de potencia, a una antena transmisora, a un transductor electromecánico, a un dispositivo de calentamiento por inducción, o a cualquier otro dispositivo que requiera potencia de radiofrecuencia. La amplificación, sea de tensión o de potencia, ocurre debido a que las variaciones relativamente pequeñas de la señal aplicada se pueden utilizar para producir grandes variaciones en la corriente de cátodo a placa. La potencia para sostener el flujo de corriente en la válvula se obtiene de la fuente de alimentación de C.C. Las válvulas que se utilizan como amplificadores de potencia deben ser capaces de disipar un calor considerable, producido por las grandes corrientes que se hacen presentes durante el tiempo de conducción. Para asegurar la adecuada disipación de calor, las válvulas de potencia de RF frecuentemente son refrigeradas por aire forzado o agua.

En forma similar al amplificador de potencia de audio, el amplificador de potencia de RF puede utilizar una disposición de salida simple o push-pull. El amplificador de potencia de RF de terminación simple mostrado en A de la figura 7-8, es una etapa de salida típica utilizada en los dispositivos de RF de baja potencia. Este circuito emplea una combinación de polarización por cátodo y escape de reja cuyo valor determina el punto de operación de la válvula. Generalmente los amplificadores de potencia están polarizados para operar en clase B o C. Puesto que se necesita una señal de excitación grande de la etapa precedente para superar esta polarización, la corriente de placa circula únicamente durante una fracción del ciclo de la señal

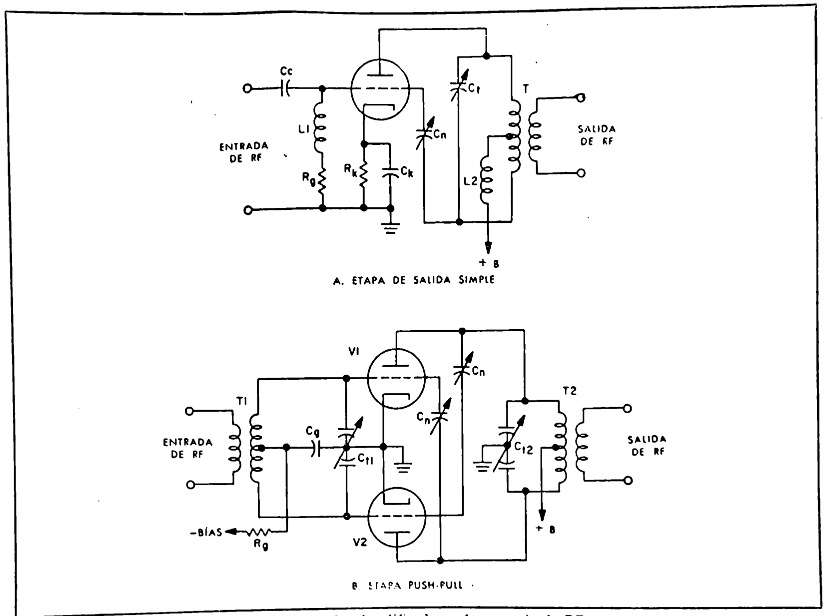


Figura 7-8. Amplificadores de potencia de RF

de entrada. Estos pulsos proveen la energía suficiente para reponer la que se toma del circuito tanque por parte de la etapa o unidad siguiente. Como se mencionó antes, la acción de volante del circuito tanque permite que su salida sea sinusoidal, aun cuando la corriente de la válvula tenga forma de pulsos. Los amplificadores de potencia se sintonizan a la misma frecuencia de la señal de entrada en la mayoría de las aplicaciones, a fin de asegurar la obtención del rendimiento y potencia máximos. Los inductores L1 y L2 son choques de radiofrecuencia; su objeto es el de eliminar por filtrado la señal de RF. En el caso de L1, su acción de filtrado mantiene la polarización por escape de reja en un valor constante por estar en serie con R_g. La acción de filtrado de L2 aísla la alimentación del + B, de la señal de RF presente en el circuito tanque. Nótese que el capacitor variable, C_n está colocado entre el tanque de placa y el circuito de reja. Este capacitor recibe el nombre de capacitor de *neutralización*, o simplemente neutralizador, y su objeto y funcionamiento se explicará en el estudio de la neutralización de los amplificadores de RF.

Para aumentar la potencia de RF de salida, la etapa final se opera como amplificador de potencia push-pull. Un ejemplo de una etapa así, se ilustra en la parte B de la figura 7-8. Observando la figura se ve que para establecer el punto de operación requerido, se emplea una polarización fija conjuntamente con la de escape de reja. El desfasaje de 180 grados necesario entre las señales de entrada, se obtiene mediante el transformador de entrada con punto medio T1. La sintonía simultánea de los circuitos de entrada la proveen los capacitores en tándem C_{t1}. Este circuito emplea también capacitores de neutralización. Los circuitos de placa V1 y V2 emplean un transformador push-pull para permitir la aplicación del potencial de + B a las placas, y los capacitores de sintonía C_{t2} para ajustar la frecuencia de los mismos a la de entrada. El transformador T2 proporciona la adaptación de im-

pedancias correcta entre el circuito de salida y el amplificador, a fin de obtener máxima transferencia de energía.

7-5 NEUTRALIZACIÓN DE AMPLIFICADORES DE RF

Los amplificadores de tensión y de potencia emplean triodos y pentodos. Como es bien sabido, el pentodo proveerá una ganancia mucho mayor que un triodo para una amplitud de señal de entrada determinada. En los circuitos de RF, para la elección sobre el empleo de un triodo o un pentodo, entran otros factores además de la ganancia. Los triodos se pueden emplear en las radiofrecuencias más bajas. En las frecuencias elevadas, el empleo de éstos queda limitado debido a las capacitancias interelectródicas relativamente grandes. En consecuencia, casi siempre se utilizan los pentodos en los dispositivos de generación de RF de elevada potencia y frecuencia.

Cuando la frecuencia de operación de un triodo amplificador de RF se va aumentando, la energía de salida acoplada al circuito de entrada a través de la capacidad reja-placa se va haciendo eventualmente lo suficientemente grande como para determinar oscilaciones sostenidas del tipo de las que ocurren en el oscilador placa-reja sintonizadas. El amplificador oscila entonces en la frecuencia de resonancia de los circuitos tanque, reduciéndose así el rendimiento de la etapa y produciendo oscilaciones indeseadas. Estas oscilaciones se pueden evitar mediante un procedimiento llamado *neutralización,* en el cual una porción de la tensión de la señal de salida se reinyecta a la entrada. La polaridad y amplitud de la tensión de neutralización se ajusta de manera que el efecto de regeneración causado por la capacidad interelectródica reja-placa sea completamente anulado.

Los métodos para producir la neutralización de los triodos amplificadores de RF se pueden clasificar en dos categorías generales: una de ellas utiliza alguna forma de circuito puente para generar la señal de neutralización; la otra hace uso de un inductor adecuado, en paralelo con la capacitancia de realimentación para desarrollar una elevada impedancia en serie en la frecuencia de oscilación.

El método puente se ilustra en la figura 7-9. En este método de neutralización la válvula queda ubicada efectivamente en el centro de una red

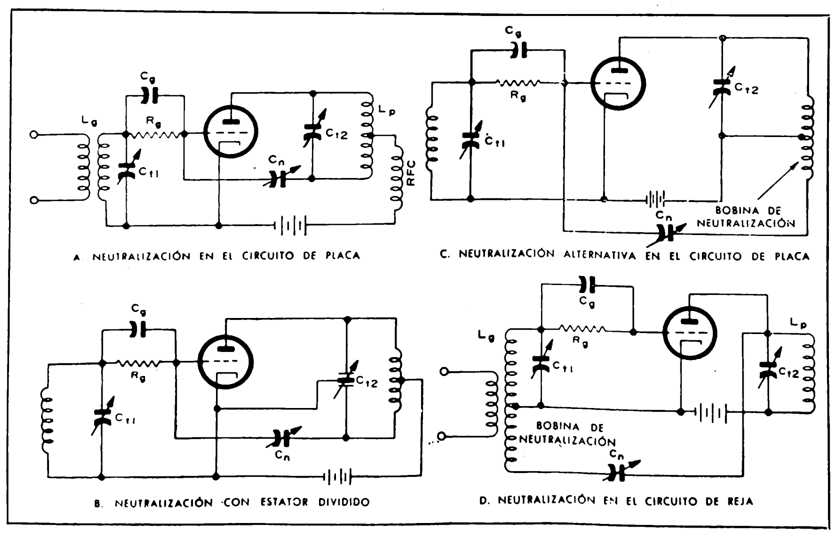


Figura 7-9. Circuitos puente para neutralización

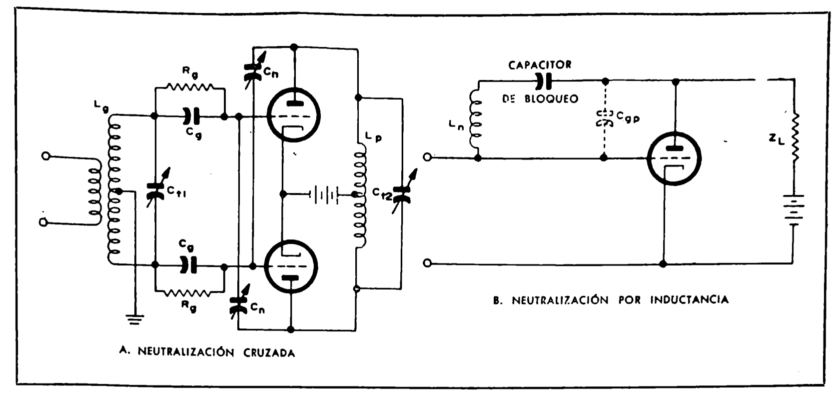


Figura 7-10. Neutralización cruzada y por inductancia

del tipo puente. En la parte A de la figura se utiliza un inductor con derivación en el circuito tanque de placa de un amplificador de RF a triodo simple. Puesto que las tensiones de RF en los extremos del tanque están 180 grados desfasados, el ajuste correcto del capacitor de neutralización producirá una anulación de la frecuencia de operación a través del circuito de reja. Este método es conveniente en frecuencias por debajo de los 7 Mc/s.

El método de estator dividido mostrado en B de la figura, es el más ampliamente utilizado. Esta disposición produce el balance eléctrico casi independiente del acoplamiento mutuo dentro de la bobina y, también, del punto donde la bobina tiene la derivación. Si el ajuste se hace a frecuencias relativamente altas, tales como 15 Mc/s, la etapa se puede operar generalmente en frecuencias inferiores sin requerir ajustes ulteriores.

En C de la figura 7-9 se presenta otro circuito de neutralización en placa similar al de la parte A, pero que escapa a sus limitaciones. A la bobina del tanque de placa se acopla inductivamente una bobina separada de neutralización. Obsérvese que no hay circulación de corriente del tanque en dicha bobina. El valor del capacitor de neutralización depende de la magnitud del acoplamiento entre el tanque y la bobina, y de los valores relativos de las inductancias. Mediante la proporcionalidad correcta de la bobina de neutralización empleada, es posible que un solo valor de capacitancia se pueda utilizar sobre varios rangos de frecuencia.

La neutralización en el circuito de reja se ilustra en la parte D de la figura. Como ya se ha visto, este circuito es semejante al de C de la misma figura, excepto que la bobina está acoplada inductivamente al circuito de reja en lugar del de placa.

Cuando se utilizan triodos en aplicaciones push-pull, también requieren neutralización; sin embargo, la simetría del circuito hace que el proceso sea relativamente simple, como se indica en A de la figura 7-10. Este método, llamado de ***neutralización cruzada***, tiene la ventaja de permitir que el balance se pueda conseguir más sencillamente que en los amplificadores de salida simple, permitiendo así un ajuste más fácil a frecuencias muy elevadas. También la neutralización queda realizada en forma definitiva sobre un rango relativamente amplio de ajuste de los capacitores de sintonía C_{t1} y C_{t2}.

El método de neutralización por bobina se ilustra en la figura 7-10 parte B. El inductor L_n se hace resonar con la capacitancia reja-placa de la válvula en la frecuencia de oscilación. Esto determina que la impedancia reja-placa en esa frecuencia sea suficientemente alta como para que la regeneración debida a la capacitancia reja-placa se vea anulada. La ventaja principal de este método es que se pueden utilizar circuitos tanques simples conjuntamente con amplificadores de salida simple. Sin embargo, tiene la desventaja de que la neutralización queda restringida a un rango limitado de frecuencias. Esta limitación se puede compensar en cierta medida colocando un

capacitor variable a modo de trimmer, en paralelo con la bobina de neutralización. La etapa se puede entonces neutralizar en cualquier frecuencia dentro de la banda de operación, siempre que el trimmer sea ajustado conjuntamente con el capacitor principal de sintonía. La neutralización por bobina se emplea extensamente en muchos sistemas comerciales de transmisión de radiodifusión.

De un modo general, se puede decir que cuando se emplean etapas de RF a triodo, puede ocurrir regeneración en frecuencias tan bajas como 100 Kc/s, pero cuando se utilizan válvulas con reja pantalla (tales como tetrodos, pentodos y tetrodos de haces dirigidos), la regeneración raramente constituye un problema debajo de los 30 Mc/s. La superioridad de las válvulas con reja pantalla en este aspecto se debe a la acción de blindaje de las rejas pantalla y supresora, las que están a potencial de tierra para RF, mediante los respectivos capacitores de paso. De este modo la capacitancia reja-placa se reduce enormemente en su valor, de manera que no pueden aparecer oscilaciones molestas excepto en frecuencias extremadamente altas. Los amplificadores separadores y de potencia a triodo siempre necesitan de la neutralización; sin embargo, los circuitos multiplicadores de frecuencia con estas válvulas no necesitan de ella porque los circuitos de reja y placa están sintonizados a frecuencias distintas.

7-6 RESUMEN

La amplificación de las radiofrecuencias requiere el empleo de técnicas y valores de componentes algo distintos de los empleados para la amplificación de las audiofrecuencias. Los amplificadores de RF se clasifican por su funcionamiento de la misma manera que los de audio; de este modo hay amplificadores de tensión y de potencia. Los de tensión utilizan generalmente pentodos polarizados para trabajar en clase A. Se pueden emplear triodos, pero éstos necesitan neutralización para evitar que la etapa entre a auto-oscilar en la frecuencia de operación. Los amplificadores de potencia se encuentran en los dispositivos de generación y de transmisión de señales. Están polarizados para trabajar en clase B o C para proveer un buen rendimiento y entregar la potencia requerida al componente al que suministran potencias. Pueden emplearse triodos, tetrodos de haces dirigidos o pentodos, dependiendo ello de la frecuencia de operación. Aquí también, si se emplean triodos, se necesitará neutralización.

Otra clasificación de los amplificadores es la de separadores y multiplicadores de frecuencia. El amplificador-separador se emplea para aislar la fuente de energía de RF (oscilador) a fin de evitar su carga, la cual daría como resultado cambios o variaciones de la frecuencia de operación.

Los circuitos multiplicadores de frecuencia se basan en el hecho de que la energía aplicada a un circuito resonante, determinará que el circuito oscile en su frecuencia de resonancia. Si un amplificador de RF tiene su circuito de placa sintonizado al doble de la frecuencia de la señal aplicada, se podrá tomar energía de la nueva frecuencia de dicho circuito. Conectando en cascada varias etapas multiplicadoras, una frecuencia básica se puede elevar eficazmente a un valor mucho más alto.

CUESTIONARIO

1. Establezca ejemplos típicos de las aplicaciones de los amplificadores de tensión de RF.
2. ¿Qué clase de operación se usa en los amplificadores de tensión de RF?
3. Determine la ganancia a frecuencias medias de un amplificador de tensión de RF con un $\mu = 36$ y un transformador interetapa de relación 1:1.
4. Establezca las características del circuito que limitan la ganancia a frecuencias bajas, de un amplificador de RF.
5. Establezca las características del circuito que limitan la ganancia a frecuencias altas, de un amplificador de RF.
6. ¿Qué factor determina la magnitud de la señal transferida de una etapa a la otra?
7. El objeto de un amplificador separador de RF es el de.........
8. ¿Para qué clase de operación se ajusta, por lo general, la polarización de un amplificador separador?

9. Describa el efecto volante de un circuito sintonizado.

10. ¿Por qué el rendimiento de un amplificador clase A es bajo en comparación con uno clase C?

11. Describa la diferencia en la disposición de los componentes de circuito de un amplificador de tensión de RF con respecto a un multiplicador de frecuencia.

12. Explique la razón del empleo de la operación clase C en un circuito multiplicador de frecuencia.

13. Si una forma de onda de tensión es simétrica pero no es una curva sinusoidal verdadera, ¿cuál es su contenido armónico?

14. ¿A qué armónica se sintoniza el circuito de placa de un multiplicador de frecuencia para obtener un buen rendimiento de placa y potencia de salida adecuada?

15. ¿Qué ventaja tiene el push-pull doblador de frecuencia sobre una etapa multiplicadora simple?

16. Explique las características que hacen necesaria la neutralización en un triodo amplificador de tensión o potencia de RF.

17. Establezca los requerimientos de la señal de realimentación utilizada con fines de neutralización.

18. Describa varias disposiciones de neutralización para un amplificador de potencia de RF.

19. ¿Qué disposición de circuito de neutralización proporciona las ventajas de un buen balance y suficiente realimentación para operar sobre una banda relativamente ancha de frecuencia?

20. Explique por qué los pentodos no necesitan neutralización.

CAPITULO VIII

El Transmisor de Radio

8-1 Introducción

La función del transmisor de radio es la de suministrar energía a una antena en una frecuencia determinada, y de transportar inteligencia (o información) por medio de la señal irradiada. Los transmisores de radio irradian ondas que pueden ser de cualquiera de los dos tipos: ondas continuas (cw) u ondas moduladas.

Las ondas continuas se emplean únicamente para radiotelegrafía o sea para la transmisión de pulsos de radiofrecuencia cortos o largos para formar los puntos y rayas del código Morse. En este tipo, los picos de todos los ciclos de la onda de la señal irradiada son iguales y del mismo nivel y se asemejan a la salida del oscilador básico.

La onda modulada se utiliza fundamentalmente para radiotelefonía, y consiste en las señales de voz u otra inteligencia, impresas sobre una portadora de radiofrecuencia. Se usan varios métodos de modulación, dependiendo fundamentalmente de que se afecte a la amplitud (MA), la frecuencia (MF) o la fase (MP) de la portadora a modular. De ellos, el más antiguo y quizá el usado más comúnmente es el de modulación de amplitud.

8-2 TRANSMISORES BASICOS

El transmisor más simple consiste en un dispositivo de generación de la señal deseada de radiofrecuencia y uno de radiación o propagación de la onda de RF. El oscilador de RF provee la señal de RF deseada, y la antena sirve como radiador. Sin embargo, un transmisor tan simple sólo se puede emplear en aplicaciones limitadas por dos razones: primero, un oscilador solo, únicamente puede suministrar una potencia muy reducida; y segundo, su frecuencia se puede desplazar cuando se lo conecte a una carga tal como la antena.

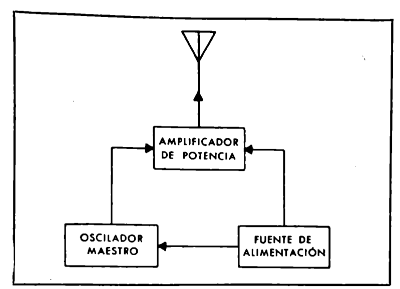


Figura 8-1. Diagrama en bloques de un transmisor simple OMAP

A fin de superar estas cualidades objetables, se agrega generalmente una etapa amplificadora de potencia entre la salida del oscilador y la antena. Tal disposición, mostrada en el diagrama en bloque de la figura 8-1, se clasifica como un transmisor *oscilador maestro-amplificador de potencia,* o bien un transmisor *OM-AP.*

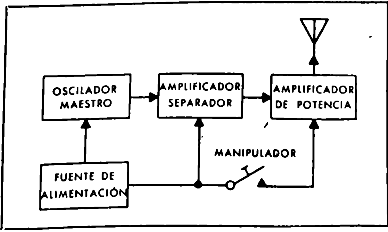


Figura 8-2. Diagrama en bloques de un transmisor completo de C.W. con etapa separadora

Los amplificadores de potencia grandes requieren una excitación considerable. A fin de evitar la sobrecarga del oscilador maestro, en estas aplicaciones se conecta un amplificador separador entre la salida del oscilador y la entrada del amplificador final o de potencia, como se indica en la figura 8-2. En uno y otro caso la salida es una onda continua.

Transmisores de C. W.

El transmisor de C.W. es, esencialmente, aquél que transmite una señal pura de RF. A fin de que la inteligencia se pueda transmitir en forma de código Morse, para controlar la salida del transmisor se utiliza un manipulador telegráfico como el que se muestra en la fig. 8-3. Por medio de este manipulador o llave, se interrumpen uno o más circuitos del transmisor, de manera que su salida sea transmitida o no cuando se aprieta o se libera la palanca del mismo, respectivamente.

A pesar de los inconvenientes del empleo de un código, las transmisiones de C.W. tienen las siguientes cuatro ventajas importantes:

1. El alcance de un transmisor de C.W. es mayor que el de uno de radiotelefonía de la misma potencia, debido a que en un punto distante la palabra puede ser audible pero no inteligible.
2. Para una misma potencia, el transmisor de C.W. es más pequeño, más simple para operar y más fácil de mantener.

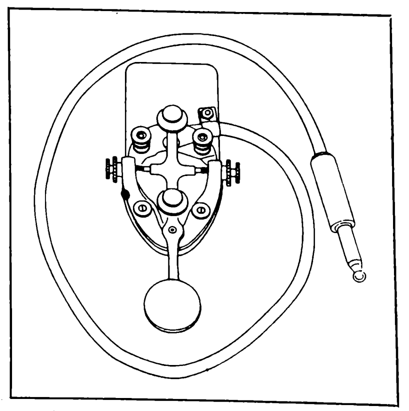


Figura 8-3. Manipulador para transmisión radiotelegráfica

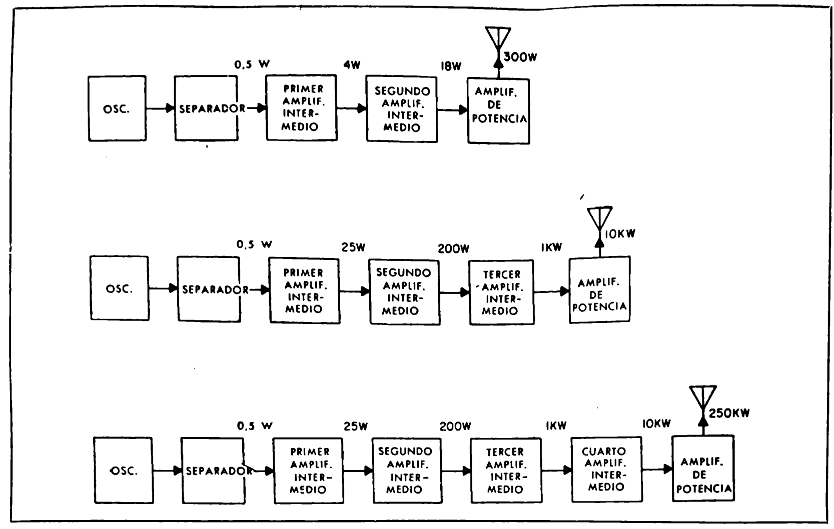


Figura 8-4. Diagrama en bloques de varios transmisores de frecuencia media

3. Los receptores de código telegráfico pueden eliminar mucha de la interferencia típica de la radiotransmisión, y pueden también distinguir entre dos estaciones de C.W. muy cercanas en frecuencia, más fácilmente que entre dos estaciones de radiotelefonía.

4. El espectro de una transmisión de C.W. es mucho más angosto que el de una transmisión modulada. Consecuentemente, dentro de una banda determinada de frecuencia se pueden operar más transmisores radiotelegráficos que radiotelefónicos.

Transmisores de etapas múltiples de potencia elevada

El amplificador de potencia de un transmisor de potencia elevada puede requerir más energía de excitación que la que puede suministrar un oscilador. Entre éste y el amplificador final que alimenta a la antena se pueden insertar uno o más amplificadores intermedios. En la mayoría de los transmisores, entre el oscilador y el primer amplificador intermedio se utiliza un amplificador de tensión, llamado *separador*. El separador ideal opera en clase A y está polarizado negativamente lo suficiente como para evitar corriente de reja durante el ciclo completo de excitación. Por lo tanto, no necesita potencia de excitación del oscilador y, consecuentemente, no lo carga. Su objetivo es el de aislar al oscilador de las etapas siguientes y el de minimizar sus variaciones de frecuencia por variaciones en la carga. Es esencial un separador cuando la manipulación se efectúa en un amplificador intermedio o amplificador final operando a una potencia comparativamente alta. La figura 8-4 muestra una comparación de varios transmisores para la banda de frecuencias medias. Se consignan los niveles de potencia a la salida de las diversas etapas, y de ello puede observarse que el régimen de potencia de salida de un transmisor se puede aumentar mediante la adición de etapas amplificadoras con válvulas capaces de entregar la potencia requerida.

Transmisores de muy alta frecuencia (VHF)

Como regla general, los osciladores son demasiado inestables para controlar directamente la frecuencia de salida en los transmisores de frecuencia muy elevada (VHF) y ultra elevada (UHF). De allí que estos transmisores tengan sus osciladores operando en frecuencias comparativamente

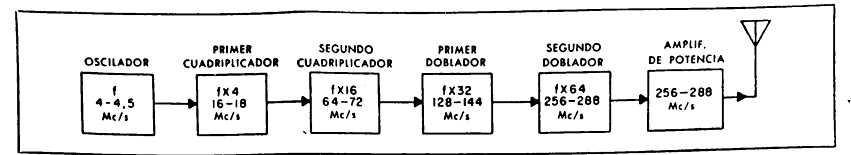


Figura 8-5. Diagrama en bloques de un típico transmisor de muy alta frecuencia (VHF)

bajas, y algunas veces tan bajas como un centésimo de la de salida. La frecuencia del oscilador es elevada hasta la requerida de salida mediante el pasaje de la señal a través de uno o más multiplicadores de frecuencia. Estos multiplicadores son simplemente amplificadores de RF diseñados de manera ttal que su salida, o circuito de placa opera en un múltiplo de la entrada o circuito de reja. En la práctica, rara vez el factor de multiplicación es mayor que cuatro en cualquier etapa.

El diagrama en bloque de un transmisor típico de VHF diseñado para sintonía continua entre 256 y 288 Mc/s se presenta en la figura 8-5. Las etapas que multiplican la frecuencia por dos son dobladoras, las que lo hacen por cuatro son cuadruplicadoras. El oscilador es sintonizable entre 4 y 4,5 Mc/s. Las etapas multiplicadoras elevan la frecuencia en un factor final de 64 por la sucesiva multiplicación por cuatro, cuatro, dos y dos. En los transmisores de alta potencia y frecuencia elevada se pueden emplear uno o más amplificadores intermedios entre el último multiplicador y el amplificador de potencia final.

8-3 CONSIDERACIONES SOBRE TRANSMISORES

Los transmisores de radio difieren en tamaño físico, diseño, frecuencia y potencia de salida en función de su empleo. Es obvio que todos los transmisores no pueden operarse en o cerca de la misma frecuencia sin serias interferencias.

El espectro útil de radiofrecuencia está integrado por frecuencias desde 0,03 Mc/s hasta más allá de 30.000 Mc/s. Dentro de este rango se han determinado las frecuencias y bandas de frecuencias para ayudas a la navegación aérea y marítima, radiodifusión, radioaficionados, servicios militares, radiodifusión internacional y servicios diversos. Estas bandas se asignan por acuerdos internacionales.

Cada transmisor debe operarse en su frecuencia asignada, o dentro de la banda asignada, a fin de evitar interferencias con otros. Las normas y reglamentaciones que gobiernan la operación de transmisores y la asignación de frecuencias están controladas por la Comisión Federal de Comunicaciones (F.C.C.), Washington, en los EE.UU., y por la Dirección de Telecomunicaciones dependiente de la Secretaría de Comunicaciones, Buenos Aires, en nuestro país.

Clasificación de las emisiones

Las ondas de radio emitidas por un sistema transmisor pueden ser de RF pura, como las del transmisor de C.W., o pueden estar moduladas tal como las empleadas en radiotelefonía, radiodifusión o televisión. Todas las diversas formas posibles de emisión caen dentro de ciertos grupos. Por acuerdo internacional las emisiones de ondas de radio han sido clasificadas de acuerdo con el tipo de modulación empleado. La designación por letra y número y el tipo de emisión correspondiente se dan en forma de tabla a continuación.

Designación	*Tipo de emisión*
A0	Ondas continuas, sin modulación.
A1	Telegrafía por ondas continuas (CW), manipulación Sí-No.
A2	Telegrafía por ondas continuas moduladas (MCW); manipulación Sí-No de una señal moduladora de tono de audio o una onda modulada por un tono.
A3	Telefonía. Ondas moduladas en amplitud transportando palabras o música. Tipo de emisión empleado por estaciones de radiodifusión y para las comunicaciones vocalizadas.
A4	Facsímil. Tipo de emisión modulada para la transmisión de fotografías o material impreso como el empleado por los diarios locales y las oficinas de noticias de ultramar.
A5	Televisión.

8-4 CONSIDERACIONES SOBRE CIRCUITOS DE RF

Osciladores

En un transmisor se debe emplear un oscilador capaz de producir las corrientes de radiofrecuencia deseadas. Los factores que gobiernan la elección de un circuito oscilador para la generación y con-

trol de la frecuencia del transmisor son: el grado de estabilidad necesario, la frecuencia o rango de frecuencias a cubrir, y la potencia requerida del mismo.

Otros factores son, también, las tensiones de operación y los requerimientos de la emisión, junto con las exigencias físicas de espacio, peso y rango de temperatura, todos los cuales deben tenerse en cuenta.

Los osciladores a cristal se emplean frecuentemente en los transmisores en razón de su extrema estabilidad. Puesto que un oscilador a cristal sólo puede variar unos pocos ciclos de su frecuencia de resonancia, se lo emplea cuando la operación debe ser controlada muy ajustadamente en una frecuencia predeterminada. Tal empleo incluye estaciones comerciales de radiodifusión, donde la frecuencia de trabajo debe ser exacta, servicios policiales y otros servicios públicos, donde la frecuencia de salida no se puede controlar fácilmente con otros medios. Una desventaja de la operación controlada a cristal es que el cristal se debe reemplazar cada vez que se desee cambiar la frecuencia.

En muchas aplicaciones se necesita que el cambio de frecuencia del transmisor se pueda hacer rápida y continuamente. Para ellas se prefiere el oscilador de frecuencia variable u O.F.V., puesto que se lo puede operar en cualquier frecuencia dentro de una banda con un simple movimiento de dial. Cualquiera de los circuitos osciladores que emplean capacitancia e inductancia, una de las cuales debe ser variable, puede utilizarse como el O.F.V. de un transmisor. Así, el oscilador puede ser un Hartley, Colpitts, placa-reja sintonizadas (R.R.S.), Armstrong, de acoplamiento electrónico, o cualquiera de las variantes posibles en cada uno de ellos.

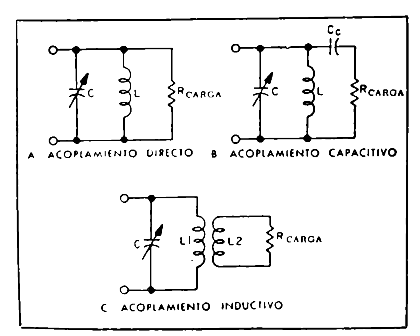


Figura 8-6. Métodos de acoplamiento del oscilador

La estabilidad de frecuencia es de suma importancia en el proyecto del oscilador por la estrecha tolerancia de frecuencia requerida de los transmisores. Las causas más importantes de inestabilidad son: los cambios de las características de las válvulas, de temperatura, de carga o acoplamiento, y de las tensiones de alimentación y vibraciones.

Acoplamiento del oscilador

Se pueden emplear tres métodos para acoplar la carga de un oscilador. Uno de ellos, el director o conductivo, se muestra en A de la figura 8-6. El efecto del acoplamiento directo sobre el oscilador es tal, que los cambios de la carga de salida afectan al Q y la frecuencia de resonancia del tanque de reja, y pueden desplazar excesivamente la frecuencia de las oscilaciones. Esto es cierto para todos los osciladores que emplean un circuito tanque sintonizado. El Q efectivo del circuito tanque se puede aumentar en alguna medida a expensas de la potencia de salida, derivando la carga a través de una parte del inductor L. El acoplamiento directo es, por lo dicho, el menos favorable de todos los métodos. Otra desventaja es que no proporciona aislación de C.C. entre el circuito tanque y la carga.

El acoplamiento capacitivo presentado en B de la figura 8-6 se emplea comúnmente en los osciladores de los transmisores. El acoplamiento de la carga aumenta a medida que se hace más grande el capacitor C_c. La capacitancia requerida para la transferencia máxima de energía del circuito tanque a la carga es, generalmente, bastante pequeña. Cuando la carga está acoplada inductivamente al oscilador, como se indica en C de la figura 8-6, las dos bobinas (L1 y L2) constituyen el primario y secundario de un transformador con núcleo de aire.

Como todas las formas de acoplamiento, al aumentar el acoplamiento y, consecuentemente, la potencia de salida, se baja el "Q" efectivo del circuito tanque y la estabilidad de frecuencia también se reduce.

Amplificadores de RF

La señal relativamente débil acoplada desde el oscilador se debe amplificar a fin de obtener una señal de proporciones útiles para el objeto de la transmisión de radio. Puesto que de los terminales de salida del transmisor se toma energía de RF, esta energía debe ser provista por el mismo. Su potencia está predeterminada y es proporcional al tamaño físico del transmisor y a las capacidades de sus circuitos individuales para manejar potencia

Esta potencia se disipa en el sistema de antena, que constituye la carga del transmisor.

La totalidad de la potencia que un transmisor entrega a su antena la provee el amplificador final. Las grandes válvulas amplificadoras de potencia requieren proporcionalmente elevadas corrientes y tensiones de excitación. La potencia necesaria para estos fines debe ser entregada por los amplificadores intermedios de RF. Por estas razones, los amplificadores de RF empleados en los transmisores son de potencia.

Los empleados en los transmisores de C.W. se operan generalmente en clase B o C en razón del rendimiento de estas clases de trabajo. En forma semejante, los amplificadores clase B o C pueden utilizarse en transmisores de modulación de amplitud cuando la modulación se lleva a cabo en la etapa amplificadora final.

Amplificador lineal

Un amplificador lineal es aquél en el cual la forma de onda de salida sigue muy aproximadamente la forma de onda de entrada. Los amplificadores lineales se operan en clase A, AB o B. Se los debe emplear en todas las etapas de RF subsiguientes a la etapa donde se efectúa el proceso de modulación en los transmisores de MA; de otro modo, ocurrirá la distorsión de la envolvente de la onda modulada o señal. El empleo de estos amplificadores no está, sin embargo, restringido a estas aplicaciones; se los puede utilizar en las etapas de RF de cualquier transmisor, con cierta reducción del rendimiento. Las estaciones comerciales de radiodifusión prefieren la utilización de amplificadores lineales de RF en sus transmisiones, desde que la calidad de la señal (reducción de la distorsión) es de fundamental interés.

Disipación de calor

Puesto que los amplificadores de potencia deben manejar corrientes de placa relativamente elevadas, las válvulas empleadas deben ser capaces de disipar cantidades considerables de calor. Las válvulas de potencia que se utilizan en los transmisores son generalmente enfriadas por aire forzado o, en instalaciones más grandes, por agua, para asegurar una adecuada disipación de calor.

Los filamentos de las válvulas más grandes requieren potencias considerables para su calentamiento, en razón de las superficies considerables de los elementos que las constituyen. Por razones de simplicidad los filamentos se calientan directamente con C.A. En estos casos el retorno de placa se conecta normalmente a una derivación central en el circuito de filamento.

Excitación y polarización de reja

La mayoría de los amplificadores de RF en los circuitos de transmisores, emplean polarización por escape de reja. Este tipo de polarización depende de la señal aplicada, o excitación, de la etapa precedente. Es posible que esta excitación se interrumpa cuando se desintoniza el transmisor o en el caso eventual de fallas en el oscilador o alguna etapa posterior. Cuando la polarización se interrumpe, resultan valores elevados de corriente de placa (y pantalla). En las válvulas del tipo de transmisión, estas corrientes pueden dañarlas rápidamente. Por lo tanto, generalmente se incorpora alguna forma de polarización protectora, tal como una autopolarización o bien una polarización fija. De esta forma la corriente de placa se puede limitar a un valor de seguridad.

Neutralización

En las etapas de RF de los transmisores, frecuentemente se utilizan triodos. Para eliminar la autooscilación de estas etapas, estos circuitos deben ser neutralizados. Generalmente los tetrodos y pentodos exigen muy poca o ninguna neutralización por la aislación de los circuitos de reja y placa introducida por la reja pantalla. Algunos métodos de neutralización para evitar las autooscilaciones son posibles y prácticos. La neutralización correcta, independientemente del método empleado, ocurre cuando la única salida de la etapa es la señal de RF amplificada de la entrada.

Métodos de acoplamiento interetapa

Los circuitos de acoplamiento interetapa son necesarios para asegurarse que la magnitud requerida de energía de RF se transfiera de una etapa con válvula electrónica a otra. Para el rendimiento máximo, la energía se debe transferir con la mínima pérdida de potencia y la mínima carga sobre las etapas osciladora o excitadora. Además, el sistema de acoplamiento interetapa debe introducir un mínimo de dispersión de acoplamiento entre etapas. En los transmisores, los tipos comúnmente usados de circuitos de acoplamiento interetapa son los capacitivos, a impedancia, e inductivos (transformador).

Algunas veces se emplea el acoplamiento capacitivo en etapas de bajo nivel (amplificadores intermedios) de transmisores. Una ventaja de este tipo de acoplamiento es que hace posible la va-

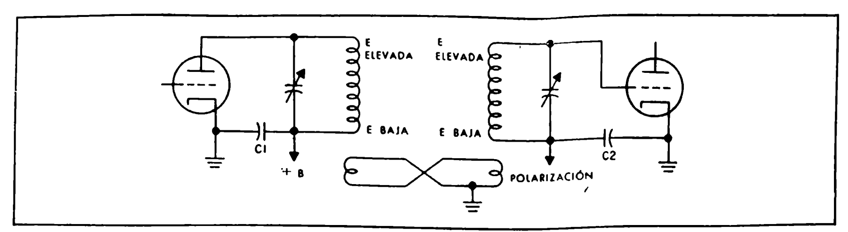


Figura 8-7. Acoplamiento a eslabón no balanceado

riación continua de la carga. Además hace posible la variación de la tensión de excitación de reja sobre un amplio rango. Una desventaja es que el rango de sintonía es limitado por el tamaño físico de los componentes.

El acoplamiento a impedancia es muy similar al capacitivo. Las ventajas son su bajo costo y requerimientos mínimos de espacio. Una desventaja es que la ausencia de un circuito sintonizado entre etapas permite al excitador alimentar frecuencias armónicas indeseadas al amplificador, donde serán amplificadas juntamente con la fundamental. Aunque las armónicas puedan ser considerablemente más débiles que la señal deseada, pueden ser lo suficientemente fuertes como para causar serias interferencias a otras estaciones. Además, el empleo indiscriminado de los reactores de RF, o bobinas con derivaciones en los circuitos de acoplamiento, pueden causar oscilaciones parásitas de baja frecuencia, en una frecuencia distinta de la frecuencia de la etapa.

El acoplamiento inductivo o a transformador, está formado por dos circuitos sintonizados. El primario y el secundario están sintonizados para resonar en la frecuencia deseada, y el acoplamiento se puede variar mediante cambios en la distancia entre bobinas, o el ángulo de una de ellas con respecto a la otra. La ventaja de este método de acoplamiento es que sólo se acopla la frecuencia deseada mediante los circuitos sintonizados. Una desventaja es que se puede encontrar alguna dificultad mecánica en el ajuste del acoplamiento para obtener la excitación adecuada sobre el amplificador que se desa controlar.

El acoplamiento a eslabón es una forma especial del acoplamiento inductivo. Requiere el empleo de dos circuitos sintonizados, uno en el circuito de placa del excitador y el otro en el circuito de reja del amplificador. Para acoplar los circuitos tanques de placa y reja se utiliza una línea de transmisión de RF de baja impedancia con una o dos espiras en cada extremo. En la figura 8-7 se ilustra una forma de acoplamiento a eslabón. Las espiras o eslabones de acoplamiento se acoplan a cada circuito sintonizado en su extremo frío (punto de potencial O de RF). Los circuitos que tienen

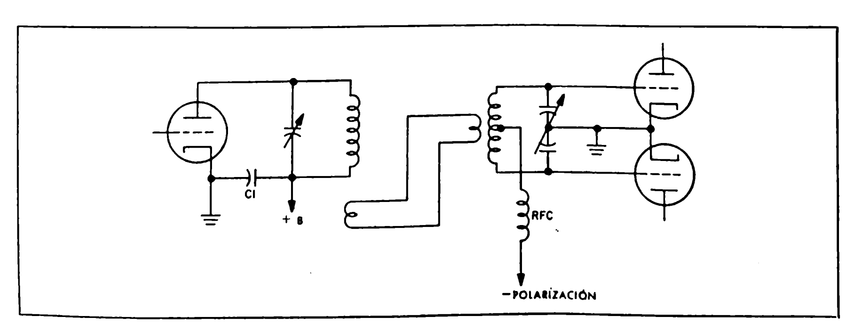


Figura 8-8. Acoplamiento a eslabón balanceado

uno de los extremos frío, se llaman *no balanceados* (o *asimétricos*). Los sistemas de acoplamiento a eslabón se utilizan generalmente cuando las dos etapas a acoplarse están separadas por una distancia considerable. En los casos donde es importante la eliminación de armónicas, una de las ramas del enlace se pone a tierra y también cuando se deben eliminar los acoplamientos dispersos entre las etapas.

Algunos tipos de circuitos transmisores requieren el empleo de un circuito balanceado (o simétrico). Éste es uno en el cual la tensión de continua se alimenta en el centro de la bobina sintonizada, y en sus extremos se desarrollan tensiones iguales de RF. En este caso, ninguno de los dos extremos del circuito está a potencial cero de RF. En la figura 8-8 se muestra cómo se acopla a eslabón un circuito no balanceado a uno balanceado.

El acoplamiento a eslabón es un método muy versátil de acoplamiento interetapa. Se usa intensamente en transmisores cuando el equipo es lo suficientemente grande como para permitir que las bobinas acopladas se puedan colocar de manera tal que no exista dispersión de acoplamiento entre ellos. Los circuitos eslabón se diseñan para baja impedancia de modo que las pérdidas de potencia de RF sean bajas. El acoplamiento entre los eslabones y sus circuitos sintonizados asociados se puede variar sin problemas mecánicos complejos. Estos ajustes permiten obtener acoplamientos muy bajos entre etapas. La eliminación del acoplamiento capacitivo disperso hace más fácil la neutralización y reduce la transferencia de armónicas entre etapas.

Parásitas y armónicas

Supresión de parásitas

Las oscilaciones parásitas son oscilaciones en alguna frecuencia generalmente muy alejada de aquélla en que el transmisor está sintonizado. Cualquier inductor se hace resonante a alguna frecuencia cuando está asociada a una capacitancia. Ocasionalmente, los diversos componentes de un transmisor que poseen cualidades tanto inductivas como capacitivas pueden determinar que el circuito oscile en su frecuencia de resonancia. La inductancia puede ser la del conexionado, los conductores de los capacitores, una sección de una bobina o de un reactor de RF, o los elementos conductores dentro de las válvulas. La capacitancia puede ser la normal de los capacitores del circuito, la existente entre las espiras de una bobina o un reactor, o las interelectródicas de la válvula. Generalmente las parásitas se eliminan en el diseño del transmisor, pero algunas veces aparecen después que el equipo ha sido modificado, o se han reemplazado algunos componentes. Las válvulas defectuosas son otra causa de parásitas.

Éstas reducen la potencia útil de salida del transmisor por absorción de algo de energía que debería ser potencia útil. Ello puede causar corrientes excesivas que queman fusibles, disparan los relevadores de sobrecarga, arruinan capacitores e inductores en el circuito oscilante, y estropean las válvulas.

Las parásitas de elevadas frecuencias generalmente se pueden suprimir mediante la inserción de reactores de RF o resistores de valor reducido, en serie con cada conexión de reja y placa. Deberían colocarse tan cerca como fuera posible de los terminales de las válvulas. Los reactores para la supresión de parásitas tienen una inductancia muy reducida y una capacitancia distribuida insignificante. Los resistores pueden ser de 50 ohm aproximadamente. Una forma eficiente de suprimir las parásitas consiste en utilizar un supresor, bobina de alambre arrollada sobre el cuerpo de un resistor de carbón pequeño. La bobina y el resistor están conectados en paralelo. Esta combinación es más efectiva, generalmente, en los circuitos de reja, pero su empleo puede ser necesario en algunos circuitos de placa. La presencia del supresor de parásitas en los circuitos de reja hace más difícil de excitar al amplificador en frecuencias elevadas, pero la disminución en la sensibilidad de potencia se compensa mediante la ausencia de oscilaciones espurias.

Las parásitas de baja frecuencia ocurren más a menudo en los amplificadores que tienen reactores de RF en sus circuitos de reja y de placa. En algunos casos, una porción de un circuito puede sintonizarse a una frecuencia más baja cuando la válvula o el capacitor de sintonía tienen una derivación baja sobre una bobina del tanque, para asegurar una adecuada adaptación de impedancias y la transferencia máxima de energía en las frecuencias deseadas. Estos métodos se deben evitar en lo posible.

Supresión de armónicas

La irradiación de armónicas es particularmente indeseable en los transmisores. Puede causar severas interferencias a otras estaciones autorizadas a operar en las frecuencias armónicas. Además, la generación de armónicas determina una pérdida de potencia en la frecuencia asignada definida.

La supresión o eliminación de armónicas se pue-

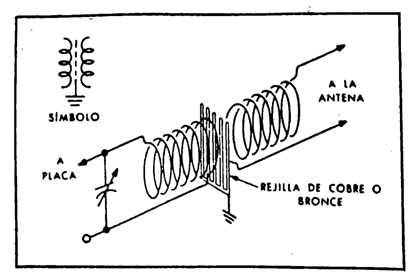


Figura 8-9. Blindaje de Faraday

de realizar de diversas formas. Algunos dispositivos para este objeto están incluidos en el transmisor y están más allá del control del operador. Él puede, no obstante, hacer mucho para suprimir las armónicas, simplemente con una correcta sintonía del equipo y el ajuste de las tensiones de trabajo a los valores adecuados. El contenido de armónicas de la salida de un amplificador aumenta cuando la tensión de excitación y de polarización aumentan. De allí que, manteniendo la polarización y la excitación dentro de los límites especificados, la radiación de armónicas se reduzca al mínimo. Cuando se transfiere energía de RF de uno a otro circuito mediante un dispositivo inductivo tal como un transformador de RF o un acoplamiento a eslabón, las bobinas introducen cierta magnitud de capacitancia distribuida. La capacitancia entre las bobinas es pequeña, pero no despreciable. La energía, en la frecuencia de resonancia, se transfiere mediante el acoplamiento magnético solamente. Sin embargo, las armónicas se transfieren entre los inductores a través del acoplamiento electrostático existente en las capacitancias distribuidas. De allí que, si se deben eliminar las armónicas, el acoplamiento debe ser puramente magnético y los efectos capacitivos deben excluirse mediante un *blindaje de Faraday* entre ambas bobinas (figura 8-9). El blindaje de Faraday (llamado algunas veces *blindaje electrostático*) consiste en un grupo de conductores paralelos conectados por un extremo solamente. Esto forma un blindaje efectivo contra el acoplamiento electrostático, sin afectar la transferencia de energía mediante el acoplamiento magnético.

Un importante factor en la reducción de la irradiación de armónicas de los transmisores de frecuencia elevada, es el empleo de multiplicadores de frecuencia de reducida potencia. Cuando las multiplicaciones se efectúan en niveles de potencia bajos, la radiación directa de los circuitos involucrados se reduce al mínimo y hay menos peligro de que las señales del multiplicador y sus armónicas lleguen a la antena, donde se pueden irradiar con más efectividad. Por esta razón, los transmisores de frecuencias elevadas a menudo emplean válvulas de recepción como multiplicadores de frecuencia. Después que la frecuencia del oscilador ha sido multiplicada hasta la frecuencia de salida deseada, ésta se amplifica hasta los niveles de potencia requeridos mediante amplificadores clase C que están polarizados sólo un poco más allá del corte, y alimentados con el mínimo de excitación necesaria para producir la potencia de excitación suficiente para la etapa siguiente. Mediante la operación de los amplificadores clase C con un ángulo grande de circulación de corriente de placa, la generación de armónicas se reduce al mínimo. Algunos transmisores tienen circuitos sintonizados en paralelo, muy pequeños, en serie con cada conductor de placa y en serie con cada conductor de la alimentación al transformador de poder. Estos circuitos están sintonizados a las armónicas del transmisor. Ellos ofrecen una elevada impedancia a las corrientes de las armónicas. Los circuitos sintonizados en serie con el cordón de alimentación evitan la radiación de armónicas por parte de los cables de la distribución de energía eléctrica. La irradiación de armónicas se puede reducir también mediante la utilización de una antena que no responda a las frecuencias armónicas. También se utilizan redes de acoplamiento de antena de tipos especiales para la eliminación de las mismas.

8-5 MANIPULACIÓN DE UN TRANSMISOR DE C. W.

El transmisor de C.W. es aquél en el cual la señal de RF es interrumpida o controlada en una condición Sí-no, durante períodos de tiempo que corresponden a los puntos y rayas del código Morse. Cualquier transmisor modulado puede operarse como transmisor de C.W. y a menudo se incluyen previsiones para este tipo de operación en ellos. Para la limpia y eficaz interrupción de la salida del transmisor se utiliza un manipulador telegráfico y su operación recibe el nombre de *manipulación*. En general, la manipulación de un transmisor se considera satisfactoria si la salida de RF es cero cuando el manipulador está abierto, y es la máxima cuando se lo cierra. Si la salida no cae a cero para la condición de manipulador abierto, se dice que la señal tiene una *onda de fondo.* Una onda de fondo fuerte puede llegar a un receptor distante y hacer que la manipulación sea difícil de interpretar. El efecto es como si los

puntos y rayas fueran simplemente porciones más fuertes de una portadora continua. En las transmisiones telegráficas hay intervalos entre los puntos y rayas y entre letras y palabras. No debe haber una onda de RF irradiada durante esos breves intervalos.

Para evitar las ondas de fondo debe manipularse directamente la etapa osciladora. Cuando la manipulación se efectúa en otra etapa que no sea el oscilador, éste queda en la condición *Sí* todo el tiempo. Debe operar en un nivel muy bajo de potencia y estar muy bien blindado y aislado para evitar la irradiación de una onda de fondo. Si el oscilador no reúne estas condiciones, la onda de fondo se puede irradiar aun cuando las etapas entre éste y la antena estén cortadas. La energía del oscilador puede llegar hasta la antena a través de amplificadores incorrectamente neutralizados o por acoplamiento capacitivo o inductivo entre ambos circuitos.

En ausencia de una onda de fondo en la estación transmisora, el receptor se puede operar simultáneamente con el transmisor, siendo posible al operador que está recibiendo, interrumpir al operador que transmite, inmediatamente después que ha perdido parte del mensaje debido a desvanecimientos de la señal, estáticos o interferencias. La capacidad de un operador para escuchar las señales del otro durante los intervalos de manipulación, permite la operación "duplex" o interrumpida. El oscilador puede funcionar continuamente y permitir la operación duplex, si la onda de fondo es inaudible en el receptor de la estación transmisora.

Otro requerimiento de la manipulación satisfactoria es que ella deberá realizarse limpia y claramente sin "clics" que causan interferencias a otras estaciones receptoras en otras frecuencias. Los clics de manipulación se producen cuando la salida del transmisor cambia demasiado abruptamente y en esas condiciones aparecen los clics y otros ruidos. El oscilador debe permanecer absolutamente estable mientras se lo manipula. Si así no fuera, la frecuencia varía y causa una nota variable (chirrido y pío) que hace que la señal sea difícil de copiar.

Es fácil evitar chirrido o píos manipulando el transmisor en una etapa entre el oscilador y la antena. Puesto que cualquier chirrido resultante de desplazamiento de frecuencia se multiplica en cada circuito multiplicador, en los transmisores de frecuencia muy elevada es muy difícil producir una manipulación sin píos si se manipula un circuito oscilador que trabaja en una frecuencia muchas veces más baja que la de salida. Los efectos de los píos del oscilador y de la contraonda, deben tomarse muy en cuenta cuando se consideren el circuito de manipulación y la etapa a manipular.

La manipulación del transmisor se puede efectuar en la etapa osciladora, en las amplificadoras o en ambas etapas a la vez.

Se puede emplear uno de los diversos métodos de manipulación de circuitos; entre ellos están los de placa, reja, pantalla y cátodo.

Todos dan como resultado, efectivamente, la interrupción de la corriente de placa de una o más válvulas del transmisor. Cada uno de ellos tiene sus ventajas y desventajas.

Manipulación en el circuito de placa

Un transmisor se puede manipular mediante la apertura y cierre simultáneo de los circuitos de placa de todas las etapas. En los transmisores pequeños portátiles, alimentados a baterías, esto resulta práctico y económico puesto que toda la corriente de placa se interrumpe cuando se abre el manipulador. En los transmisores más grandes, las tensiones y corrientes aplicadas al amplificador final y las etapas precedentes pueden ser muy elevadas. La interrupción de circuitos operando en estas condiciones mediante el uso del manipulador telegráfico es, no sólo poco práctica, sino peligrosa para el operador. En los transmisores de este tipo es suficiente manipular solamente el oscilador o una de las etapas amplificadoras de bajo nivel, o bien ambas a la vez. Esto se llama *manipulación de excitación* porque lo que se aplica e interrumpe, desde la entrada hasta el amplificador final, es dicha excitación, mientras que las tensiones de placa permanecen aplicadas.

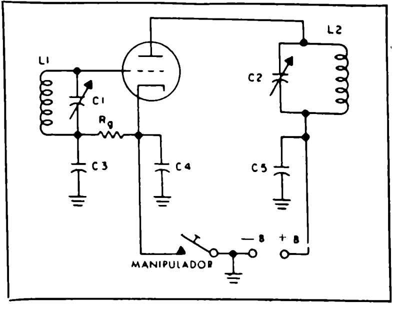


Figura 8-10. Manipulación en el borne negativo de placa

Un método de manipulación en placa de un oscilador o etapa amplificadora se indica en la figura 8-10. El manipulador se conecta generalmente al conductor negativo de la alimentación de placa. De esta manera, un terminal del manipulador está siempre a masa, aunque debe recordarse que la tensión de placa total puede aparecer en el otro terminal. Cuando estén involucradas elevadas tensiones o corrientes, deberá emplearse un relevador de manipulación.

Manipulación en cátodo

Colocando el manipulador en el circuito de cátodo de un oscilador, o amplificador, se interrumpe, no sólo la corriente de placa, sino también la de reja (y pantalla si hubiere). Un circuito de este tipo se ilustra en la figura 8-11. Aunque en apariencia es similar al de manipulación en el conductor negativo de alimentación de placa, la conexión del resistor de reja, o del circuito tanque de reja, está hecha de modo tal que el circuito reja-cátodo, se abre o cierra con el manipulador. La manipulación en cátodo se usa a menudo en amplificadores porque se puede conseguir fácilmente la forma de la señal manipulada adecuada. También se la emplea ampliamente en osciladores, pero la forma de los pulsos a menudo se complica por la constante de tiempo del circuito de reja. Como en el caso de la manipulación en placa, se deberá emplear un relevador de manipulación o bien válvulas, cuando se encuentren tensiones o corrientes elevadas.

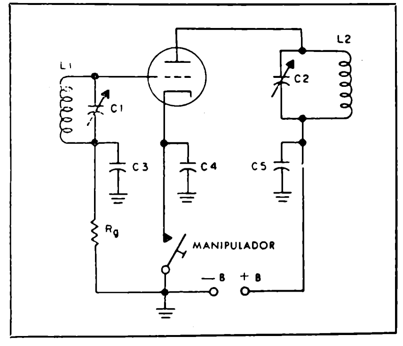


Figura 8-11. Manipulación en cátodo

Manipulación por variación de polarización simple

La manipulación por variación de polarización, es una forma de manipulación en el circuito de reja que utiliza una polarización de bloqueo que se aplica a la reja del oscilador o amplificador cuando se levanta o abre el manipulador. Esta polarización negativa debe ser considerablemente más elevada que la normal de corte de la válvula, puesto que debe superar la tensión de excitación. Se la interrumpe mediante el cierre del manipulador.

Un método simple para obtener la polarización negativa es el empleo de una combinación de polarización por cátodo y por escape de reja, como se muestra en A de la figura 8-12. Cuando el manipulador está abierto, la corriente de placa circulando a través del resistor del cátodo R_k determina en ella una caída de tensión que hace al cátodo positivo con respecto a tierra o extremo de reja de R_k. Si esta resistencia es suficientemente grande, la caída de tensión alcanza a reducir la corriente de placa a casi cero o al corte. Cerrando el manipulador se cortocircuita R_k interrumpiendo la polarización por cátodo y permitiendo la corriente de placa normal. El resistor R_g es el de escape de reja usual que produce la polarización normal de trabajo. Con este sistema no es posible el corte total de la corriente de placa, puesto que, sin corriente de placa, no habrá polarización por cátodo. Se consigue un equilibrio en un punto ligeramente por encima del corte. La corriente de placa generalmente es insuficiente para sostener las oscilaciones en un circuito oscilador, pero cuando este sistema se emplea en un amplificador, puede ser capaz de causar onda de fondo o sea que se transmita algo de señal.

Manipulación por variación de polarización para corriente nula

El circuito que se muestra en B de la figura 8-12 permite el corte total de la corriente de placa cuando el manipulador está abierto. Se utiliza una fuente separada de polarización para proveer la tensión negativa a la reja en un valor suficiente para el corte completo de la corriente de placa aun con la excitación o señal aplicada a dicha reja. El resistor limitador, R1, evita el cortocircuito de la fuente de polarización cuando se cierra el manipulador. En algunos casos se emplea una fuente común para las tensiones de placa y de polarización. El cátodo se puede conectar a un circuito divisor de tensión colocado a través de la fuente de alimentación y el resistor de reja se conecta a su extremo negativo. Una desventaja de este método

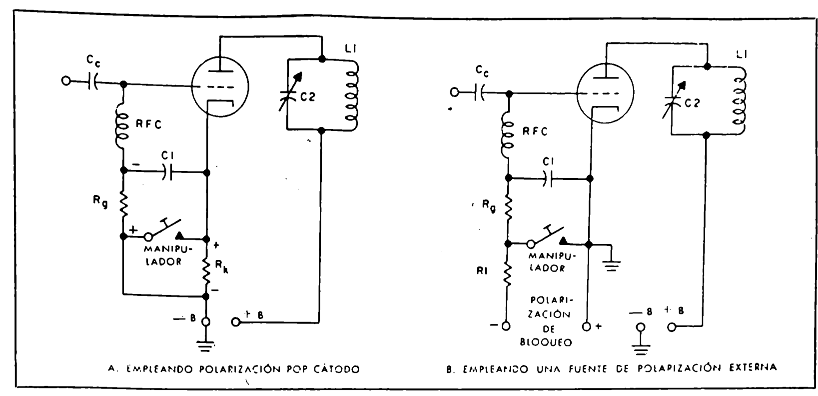


Figura 8-12. Dos métodos para la manipulación por variación de polarización

es la de reducir la tensión de placa en la magnitud de la tensión de polarización de reja aplicada a su circuito de bloqueo. Una ventaja es que la tensión de placa no aparece en el manipulador.

Manipulación de reja pantalla

Otra forma de manipulación adecuada para osciladores y amplificadores que utilizan válvulas con reja pantalla es la que se efectúa en ese electrodo, y que está estrechamente relacionada con la manipulación en el circuito de placa. La única diferencia básica es que la pantalla tiene una tensión negativa cuando el manipulador está abierto. Esto evita una onda de fondo que puede aparecer si la tensión de pantalla fuera únicamente cero. Cuando el manipulador está en el circuito de pantalla de un oscilador de acoplamiento electrónico, interrumpe efectivamente el circuito de placa del triodo de la sección osciladora, y no hay corriente de RF. La tensión de pantalla debe estar bien regulada para evitar chirridos de manipulación.

Relé de manipulación

Cuando se manipula un transmisor en cátodo o placa, algunas veces queda una tensión elevada a través de los contactos del manipulador o entre uno de ellos y masa o chassis, cuando se lo abre. El desplazamiento de la mano sobre el manipulador puede provocar un serio shock eléctrico. Además, los manipuladores manuales no pueden gobernar corrientes grandes sin que produzcan arcos. Por estas razones, en algunos casos se utilizan un relé de manipulación conjuntamente con una fuente de alimentación de baja tensión para abrir y cerrar los circuitos a manipular. El relé se puede montar cerca de dicho circuito y el manipulador en un punto remoto si se desea. Para operar el relé se emplea una tensión relativamente baja que es la única que se hace presente en el manipulador. Para las manipulaciones de alta velocidad este relé debe ser de respuesta rápida.

Manipulación a válvula electrónica

Los transmisores grandes de estación fija tienen a menudo su salida manipulada a velocidades muy elevadas. Los relé mecánicos pueden atrasarse en su operación o no responder en absoluto a las altas velocidades de manipulación. En esos casos se emplea un circuito de manipulación electrónica. Un circuito típico para estos fines se integra con una válvula triodo conectada entre el cátodo y masa del oscilador o amplificador de RF a manipularse. Esta válvula, denominada *manipuladora*, opera con su polarización de reja al corte cuando se abre el manipulador. Puesto que la válvula está al corte, actúa como una resistencia infinitamente alta o circuito abierto entre cátodo y masa de la etapa amplificadora. Cerrando el manipulador se interrumpe la polarización de modo que la válvula se hace altamente conductora.

Esto permite la corriente normal de placa en la etapa amplificadora. En la válvula manipuladora se utiliza generalmente la manipulación por variación de polarización para corriente cero para

asegurar que tanto ésta como la etapa manipulada estén completamente al corte. Como en el caso del empleo de relé, la válvula manipuladora hace que la operación remota se pueda efectuar muy fácilmente.

Filtros contra golpes de manipulación

La manipulación del transmisor debe producir cortes limpios de puntos y rayas que causen un mínimo de interferencia en receptores cercanos. Sin embargo, la manipulación no inicia ni finaliza la irradiación de la **portadora o energía de RF** en una forma instantánea. La aplicación e interrupción repentina de la energía provoca pulsos muy grandes de corriente que producen oscilaciones indeseadas e interferencias en forma de clics o chasquidos que se pueden oir sobre un amplio rango de frecuencias. Para evitar estas interferencias se utilizan filtros contra golpes de manipulación en los sistemas de manipulación de la mayoría de los transmisores de CW.

En la figura 8-13 se muestran dos tipos de filtros. En la parte A de la misma, los reactores de RF y los capacitores de paso aíslan al manipulador del resto del circuito y derivan y evitan los pulsos de corriente causados por los arcos en los contactos del manipulador. En la parte B de la figura se presenta un filtro de retardo de manipulación. El inductor L determina un pequeño retardo de la corriente al cerrar el manipulador.

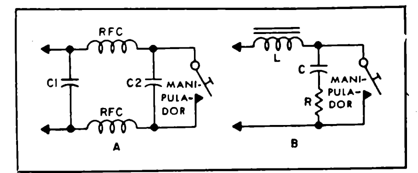


Figura 8-13. Dos tipos de filtros contra golpes de manipulación

La corriente entonces va en aumento a un ritmo lento. El capacitor C descarga su energía lentamente cuando se abre el manipulador. El resistor R controla el régimen de carga y descarga del capacitor cuando se abre y se cierra el manipulador.

8-6 PRINCIPIOS DE MODULACIÓN DE AMPLITUD

Otro método de transmisión por radio distinto del de C.W. es el de las variaciones de la portadora o forma de onda de RF, en concordancia con las variaciones de la inteligencia a transmitirse. Empleando este método, la palabra, música o cualquier otra forma de información o inteligencia se convierte primero en tensiones alternas las que, a su vez, se imprimen sobre la forma de onda de la portadora, antes de transmitirse. Este proceso de variación se denomina *modulación*. En la práctica, la frecuencia de la onda portadora es mucho más elevada que la de la señal más elevada de modulación. En este tipo de transmisión la portadora permanece ininterrumpida durante todo el período de transmisión.

Algunas formas de modulación de una onda portadora son posibles. *La modulación de amplitud* (MA) es el resultado de variar la amplitud de la onda portadora en el porcentaje de modulación (audio). La *modulación de frecuencia* (MF) ocurre cuando la frecuencia de la portadora es variada y la amplitud permanece constante. La *modulación de fase* (MP) es similar a MF excepto que varía la fase de la portadora. De todos los métodos, el usado más corrientemente es el de MA.

Análisis de la modulación de amplitiud

El proceso mediante el cual una señal de audio u otras frecuencias de modulación se imprimen sobre una onda portadora de RF para variar su amplitud se denomina *modulación de amplitud.* En realidad, la amplitud de la portadora permanece constante y se produce una *onda envolvente* variable. Para entender mejor este fenómeno, se debe hacer un análisis del espectro de frecuencias en proximidades de la frecuencia portadora.

Bandas laterales.

Cuando se modula una portadora con una audiofrecuencia única, o nota, se producen dos frecuencias adicionales como se indica en la figura 8-14. Una es la frecuencia lateral superior, que es la suma de las frecuencias portadora y de la nota de audio. La otra es la frecuencia lateral inferior, que es la diferencia entre las frecuencias portadora y de audiofrecuencia.

Cuando la señal moduladora está formada por tonos complejos, como en el caso de la música, cada tono individual o frecuencia componente de la señal de modulación produce sus propias frecuencias laterales superior e inferior. Estas frecuencias ocupan una banda situada entre la frecuencia portadora más y menos la de modulación más elevada. Las bandas de frecuencias que contienen las frecuencias laterales se llaman *bandas laterales*. La banda lateral que contiene las

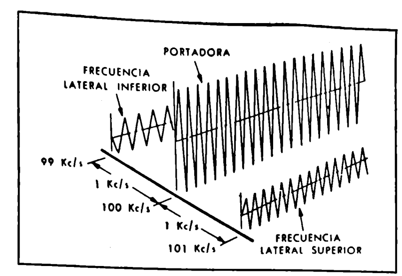


Figura 8-14. Frecuencias laterales producidas cuando se modula una portadora de 100 Kc/s con un tono de 1000 c/s

frecuencias suma de la portadora y de la señal de modulación se denomina *banda lateral superior*, y la banda que contiene las diferencias entre la portadora y dicha señal, recibe el nombre de *banda lateral inferior.*

El espacio que ocupan la portadora y sus bandas laterales asociadas en el espectro de frecuencias se llama *canal.* El ancho del canal, o *ancho de banda* es igual al doble de la frecuencia más elevada de modulación. Por ejemplo, si se modula una portadora de RF de 5000 Kc/s con una banda de frecuencia de 200 a 5.000 ciclos (0,2 a 5 Kc/s), la banda lateral superior se extenderá de 5.000,2 a 5.005 Kc/s y la inferior de 4.999,8 a 4.995 Kc/s. El ancho de banda es, entonces, desde 4.995-5.005 Kc/s o sea 10 Kc/s (el doble del valor de la frecuencia de modulación más elevada, 5 Kc/s). Esto se ilustra en la figura 8-15.

La portadora en sí misma no contiene nada de la inteligencia de la señal moduladora; toda la inteligencia está en las bandas laterales. Si se interrumpe la señal moduladora, las bandas laterales desaparecen y sólo permanece la portadora. Por lo tanto, puede establecerse que las bandas laterales están directamente relacionadas con la señal de modulación y con la portadora, permaneciendo ésta constante en amplitud y frecuencia y variando las bandas laterales en frecuencia y amplitud tal como varía la señal de modulación.

Envolvente de la onda modulada.

La onda portadora, conjuntamente con las bandas laterales superior e inferior, forman la portadora modulada completa, llamada *envolvente de la onda modulada* o simplemente *envolvente de modulación.* En la figura 8-16 se representan las formas de onda de una portadora de RF, de la señal moduladora de audio y de la onda modulada en amplitud. Aunque la señal de modulación rara vez es una onda sinusoidal pura, se utiliza esta forma, generalmente, para ilustrar los conceptos de modulación de amplitud.

Se puede realizar un análisis más amplio del proceso de modulación mediante el desarrollo de una onda modulada empleando un tono único u onda sinusoidal. En la figura 8-17 una portadora de 100 Kc/s está modulada por un tono de 3.000 ciclos. La frecuencia lateral inferior de 97 Kc/s y la superior de 103 Kc/s permanecen constantes en amplitud y frecuencia mientras permanezcan constantes la portadora y la señal de modulación. Las variaciones en amplitud ocurren en la envolvente resultante, en razón de los 3 Kc/s de la señal de modulación. Esto es cierto porque la amplitud de la onda envolvente es la *suma vectorial* de las amplitudes de la portadora y las bandas laterales en cualquier momento dado. De este modo, la onda envolvente consiste en realidad en tres (o más) frecuencias diferentes cuyas relaciones de fase están variando continuamente. No es necesario un análisis vectorial completo para determinar la for-

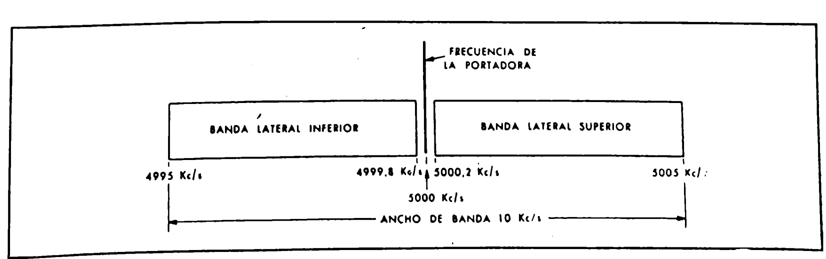


Figura 8-15. Bandas laterales producidas por la modulación de amplitud

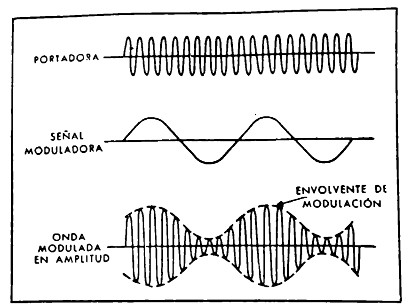


Figura 8-16. Ilustración de una portadora, una señal moduladora y una onda modulada en amplitud

ma de onda resultante puesto que, independientemente del número de frecuencias laterales contenidas en la onda envolvente, la amplitud de dicha onda siempre será una réplica exacta de la señal de modulación, si el proceso de modulación ha sido efectuado correctamente.

La onda modulada en amplitud es entonces en realidad la onda envolvente, y no simplemente una portadora variando en amplitud. Las relaciones de amplitud entre la portadora, la señal moduladora, bandas laterales y la envolvente de modulación son las mismas, sean las formas de onda la de tensión, corriente o potencia. Si la señal de modulación es de frecuencia elevada, las variaciones de amplitud de la portadora serán más rápidas que las producidas por una señal de modulación de baja frecuencia. En forma semejante, si el volumen de la señal moduladora es fuerte, las variaciones de amplitud de la portadora serán más grandes que las producidas por una señal de modulación débil. En la figura 8-18 se ilustran ejemplos de ambos hechos.

Porciento de modulación

Existen ciertos límites para la intensidad (volumen) de la señal moduladora. Por ejemplo, a fin de producir una onda modulada en amplitud que tenga el máximo de modulación sin distorsión, la señal moduladora debe reducir la amplitud de la portadora a cero y aumentarla hasta el doble de su valor en los picos de dicha señal. La magnitud en que la señal de modulación varía la amplitud de la portadora recibe el nombre de *grado de modulación*. Este grado de modulación es la relación entre la amplitud máxima de la señal moduladora y la amplitud máxima de la portadora. Cuando este grado de modulación se multiplica por cien y se lo expresa como porciento, recibe el nombre de *porciento de modulación* y se expresa matemáticamente:

$$\% \text{ de modulación} = \frac{\text{Amplitud máxima de la señal de modulación}}{\text{Amplitud máxima de la portadora}} \times 100 \quad (8\text{-}1)$$

Para obtener una modulación del 100 por ciento,

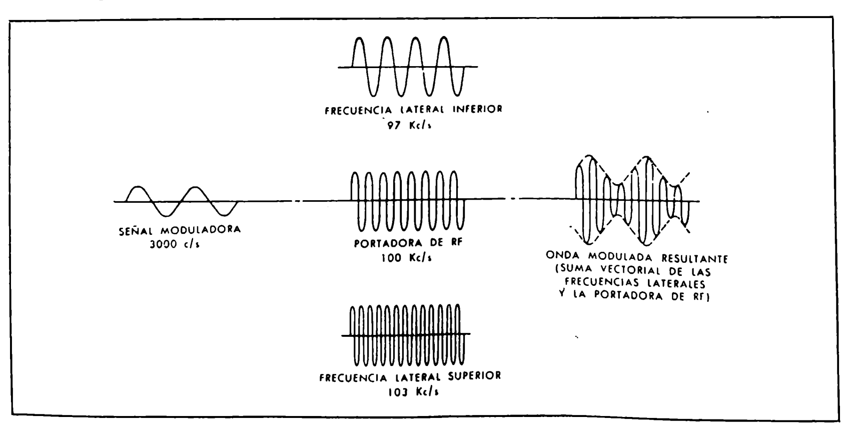


Figura 8-17. Frecuencias de banda lateral y forma de onda resultante generada en el proceso de la modulación de amplitud

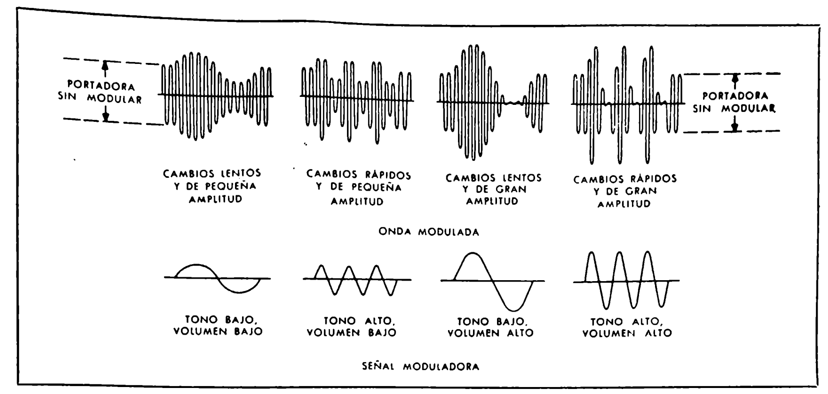


Figura 8-18. Formas de onda de una portadora modulada en amplitud para varios tipos de señales moduladoras

la relación entre las dos señales debe ser igual a 1. Al cien por ciento de modulación la amplitud de onda modulada varía entre cero y dos veces el valor de la amplitud de la portadora normal, mientras la señal moduladora varía entre sus valores extremos negativo y positivo. Si la amplitud de la envolvente es menor del doble de la amplitud de la portadora, la forma de onda está modulada en menos de 100 por ciento. La fórmula para la determinación del porciento de modulación M, dada en la ecuación 8-1 puede ser dispuesta para formar las siguientes:

$$M = \frac{E_{max} - E_{port.}}{E_{port.}} \times 100\ \%$$

y $\qquad$ (8-2)

$$M = \frac{E_{port.} - E_{min}}{E_{port.}} \times 100\ \%$$

donde:

E_{max} = Amplitud máxima de la envolvente.
E_{min} = Amplitud mínima de la envolvente.
$E_{port.}$ = Amplitud de la portadora.

Esta fórmula es válida únicamente para formas de onda no sobremoduladas. Una onda sobremodulada es aquélla cuyo porciento de modulación excede el 100 por ciento.

En la parte A de la figura 8-19 se muestra una señal moduladora, y en B la portadora modulada. Mediante la sustitución en las ecuaciones (8-2) por los valores dados en la figura, el porciento de modulación M es igual:

$$M = \frac{E_{max} - E_{port.}}{E_{port.}} \times 100\ \%$$

$$= \frac{150 - 100}{100} \times 100\ \% = 50\ \%$$

y

$$M = \frac{E_{port.} - E_{min}}{E_{port.}} \times 100\ \%$$

$$= \frac{100 - 50}{100} \times 100\ \% = 50\ \%$$

En consecuencia, el porciento de modulación es del 50 %.

Si el pico de la señal de modulación es igual a la tensión de la portadora (100 volt), la portadora modulada varía de 0 a 200 volt. Esto se ilustra en la figura 8-20. Empleando nuevamente las fórmulas del porcentaje de modulación resulta:

$$M = \frac{E_{max} - E_{port.}}{E_{port.}} \times 100\ \%$$

$$= \frac{200 - 100}{100} \times 100\ \% = 100\ \%$$

$$M = \frac{E_{port.} - E_{min}}{E_{port.}} \times 100\ \%$$

$$= \frac{100 - 0}{100} \times 100\ \% = 100\ \%$$

El porciento de modulación es de cien por ciento.

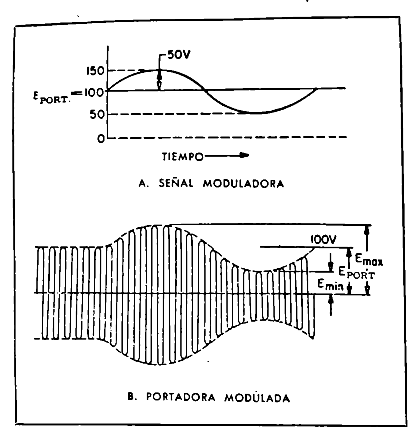


Figura 8-19. Ejemplo de modulación al 50 %

Siempre que la señal de modulación varíe entre cero y el doble la tensión de la portadora no modulada, existe el 100 por ciento de modulación.

Los transmisores generalmente se operan de manera que el porciento promedio de modulación se acerque pero no exceda del 100 %, puesto que la relación señal-ruido de la señal recibida es más alta cuando su porciento de modulación se aproxima a dicho valor. Las bandas laterales potentes hacen la señal menos susceptible a la interferencia de estaciones que operan en el mismo canal. Además, porque el aumento de potencia en las bandas laterales hace que un transmisor completamente modulado transmita a una distancia mayor para una potencia dada de portadora.

Sobremodulación.

Cuando el porciento de modulación sobrepasa el 100 % se presenta la distorsión de la onda modulada. Esta distorsión, llamada *sobremodulación,* determina una pérdida de la fidelidad de la señal por la variación de la forma de onda de la envolvente de modulación. La sobremodulación determina también una pérdida en la potencia de salida del transmisor, puesto que la máxima potencia obtenible sin deformación es la que se consigue con el 100 % de modulación.

Consideremos el caso de una portadora de 100 volt que se modula con una señal de audio de 150 volt. Las dos tensiones sumadas producen un pico instantáneo de 250 volt en el extremo positivo del ciclo de modulación; en su extremo negativo la tensión oscila en 50 volt debajo de la línea cero, como se indica en A de la figura 8-12. Esta condición produce una onda sobremodulada como la representada en B, donde el área A representa el período durante el cual la envolvente de la onda modulada está cortada. Esta interrupción en la salida de RF del transmisor produce una distorsión en el receptor. Esta condición existe siempre que el pico de la tensión de AF excede la tensión de la portadora.

Siempre que se modula un transmisor a más de 100 %, la interrupción momentánea de la portadora de la envolvente de modulación, produce serias variaciones de la longitud de onda de la envolvente original. Se generan así nuevas frecuencias y armónicas. Su número e intensidad varían con el grado de sobremodulación. Estas frecuencias espurias de modulación producen bandas laterales adicionales que se extienden muy lejos más allá del ancho de banda normal y causan interferencias a otras estaciones en canales adyacentes.

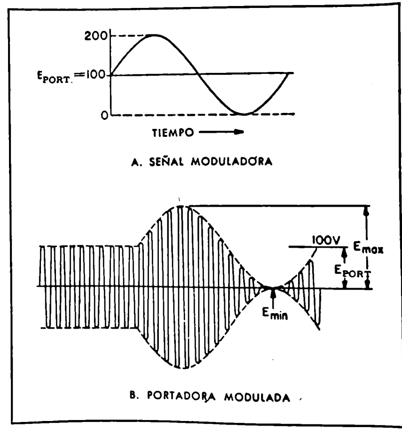


Figura 8-20. Ejemplo de modulación al 100 %

Desplazamiento de la portadora

El proceso de modulación es a menudo imperfecto. En la figura 8-22 se presenta un ejemplo posible de este tipo de distorsión. Aquí una nota sinusoidal de audio ha modulado a la portadora de una manera desigual, de manera que las excursiones positivas de la forma de onda envolvente su-

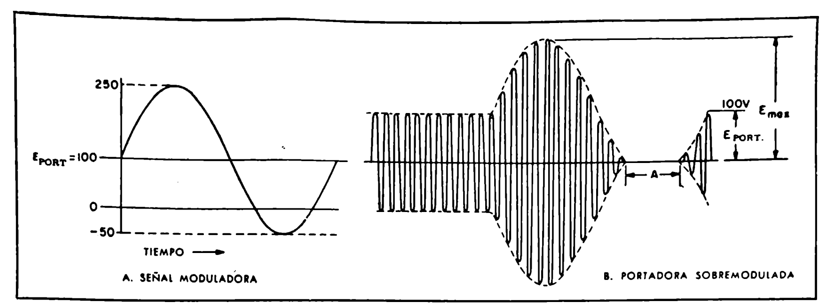


Figura 8-21. Sobremodulación

peran a las negativas. Esta condición da como resultado un aumento del valor medio de la componente de portadora modulada. En otras palabras, la potencia asociada con la portadora está aumentada y se dice que dicha potencia está desplazada hacia arriba. Esta condición se conoce como un desplazamiento positivo de la portadora. Si la distorsión es tal que hace que las excursiones negativas sean más grandes que las positivas, la potencia de la portadora está entonces desplazada hacia abajo resultando en un desplazamiento negativo. Expresado más exactamente, el desplazamiento es hacia arriba cuando el tiempo promedio de los semiciclos positivos de la señal de modulación es mayor que el tiempo promedio de los semiciclos negativos y viceversa. El término *desplazamiento de portadora* no debe interpretarse como significando un desplazamiento en frecuencia.

Para los fines de las comunicaciones vocalizadas, el desplazamiento positivo constituye ocasionalmente una ventaja sobre la modulación convencional. Aunque la distorsión es más elevada, la experiencia ha demostrado que la inteligibilidad es realmente mejor. En algunas aplicaciones el desplazamiento positivo de la portadora se utiliza deliberadamente.

Distribución de la potencia en una onda modulada en amplitud

La potencia de una onda modulada en amplitud se distribuye entre la portadora y las bandas laterales. Dado que la potencia de la portadora es constante (excepto en los casos de sobremodulación), la potencia de banda lateral es la diferencia entre la de portadora y la potencia total en la onda modulada. Cuando se modula una portadora con un tono sinusoidal único, la potencia total de salida se encuentra mediante la siguiente fórmula:

$$P_{mod} = (1 + \frac{M^2}{2}) \times P_{port.} \qquad (8\text{-}3)$$

donde:

P_{mod} = Potencia total de la onda modulada
M = Porciento de modulación (grado de modulación)
$P_{port.}$ = Potencia de la portadora

Suponiendo que una portadora de 500 Watt se modula al 100 %, la potencia en la señal es:

$$P_{mod} = (1 + \frac{(1)^2}{2}) \times 500 = 750 \text{ watt}$$

De este total, 500 Watt están en la portadora y 250 Watt en las bandas laterales. El porciento de potencia en la banda lateral es 250/750 veces para el 100 % de modulación, es decir 33,3 %. De estos

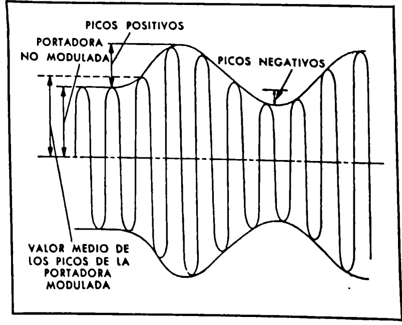


Figura 8-22. Desplazamiento positivo de la portadora

250 Watt, hay 125 en cada banda lateral y, por lo tanto, el 16,6 % de la potencia total de salida modulada al 100 %.

La potencia de banda lateral posible, acusa una marcada caída cuando el porciento promedio de modulación está por debajo de 100 %. Esto se demuestra modulando la portadora sólo el 50 %, cuando la portadora es de 500 Watt.

$$P_{mod} = (1 + \frac{(0{,}5)^2}{2}) \times 500 = 562{,}5 \text{ Watt}$$

La potencia modulada total es ahora de 562,5 Watt. Puesto que hay 500 en la portadora, solamente restan 62,5 para las bandas laterales. Siendo que los 62,5 Watt son un cuarto del valor obtenible con 100 % de modulación, es evidente que la reducción de la modulación al 50 % determina una disminución del 75 % en la potencia posible de banda lateral. Puesto que toda la inteligencia transmitida está contenida en las bandas laterales, se hace evidente la necesidad de un elevado porciento de modulación.

8-7 CIRCUITOS DE MODULACIÓN DE AMPLITUD

Los valores más elevados de tensión de RF se presentan en el circuito de placa del amplificador final del transmisor. Consecuentemente, en los elementos de sus válvulas están presentes los niveles más altos de potencias, tensiones y corrientes. A fin de modular al 100 % la portadora de RF en esta etapa, la amplitud de la señal moduladora debe ser igual a la amplitud de la portadora de RF.

Amplificador microfónico (preamplificador)

La tensión de AF generada por un micrófono u otra fuente de señal, es reducida, generalmente del orden de menos de 1 volt, mientras que los potenciales de continua aplicados a los electrodos de las válvulas del amplificador de RF son elevados. La adición de una tensión baja de alterna a las altas tensiones continuas en los electrodos de esas válvulas resulta en una variación muy pequeña de la potencia de salida.

De allí que sea necesario amplificar la tensión alterna de señal o audiofrecuencia hasta un nivel lo suficientemente elevado como para producir las magnitudes de variación adecuadas en la envolvente de RF.

El amplificador microfónico es simplemente un amplificador de audio diseñado fundamentalmente para la amplificación de las señales de voz, a diferencia de los proyectados para la música o alta fidelidad. Los transmisores radiotelefónicos utilizados para fines de comunicación, generalmente emplean un amplificador microfónico simple, mientras que las estaciones de radiodifusión hacen uso de circuitos de audio de alta fidelidad. Unos y otros deben considerarse en el circuito de audio de cualquier transmisor.

La amplificación de audio se lleva a cabo en dos etapas por lo menos. El preamplificador es un amplificador de tensión clase A. La salida de esta etapa excita a la segunda, que puede ser un amplificador de tensión o de potencia, dependiendo ello de la potencia requerida a la entrada del modulador.

Modulador

Un modulador es, fundamentalmente, una etapa de salida de audio. La única diferencia radica en el transformador de modulación, que tiene una relación de espiras distinta y mayor capacidad de corriente que el transformador de salida convencional. En los transmisores pequeños el preamplificador y el modulador suelen estar combinados en una sola etapa. Puesto que el modulador es un amplificador de potencia de audio, puede operarse en A, AB o B. Si se lo hace trabajar en otra clase que no sea A, por supuesto, debe ser una etapa push-pull.

Etapa modulada

La señal de modulación de audio de la etapa moduladora se aplica a uno de los amplificadores de RF del transmisor. La etapa de RF a la cual se aplica esta señal se llama etapa modulada. Con frecuencia, el proceso de modulación se efectúa en la última etapa, donde es más elevada la potencia del sistema.

En algunos casos la etapa modulada es uno de los amplificadores intermedios de RF.

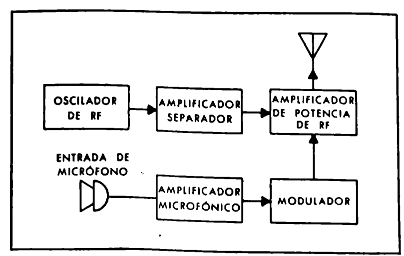


Figura 8-23. Transmisor básico de MA (modulación en alto nivel)

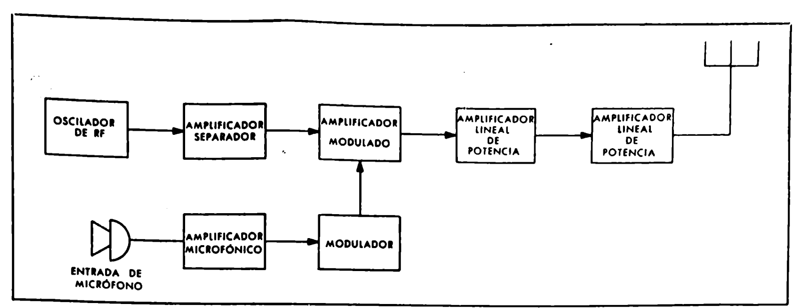


Figura 8-24. Modulación en bajo nivel

Modulación en alto y bajo nivel.

En el transmisor que se muestra en la figura 8-23, la señal de modulación se aplica al amplificador final de potencia. Este tipo de transmisor se denomina generalmente transmisor modulado *en alto nivel,* puesto que el proceso de modulación se efectúa en una potencia relativamente alta en la etapa final (amplificador de potencia).

El transmisor de MA modulado *en bajo nivel* que se ilustra en la figura 8-24 es aquél en el cual el proceso de modulación se lleva a cabo en uno de los amplificadores intermedios de RF, de reducida potencia. Para obtener el nivel de potencia de salida deseado del transmisor, la portadora de RF modulada es entonces amplificada en amplificadores lineales para conservar las relaciones de las componentes de modulación (onda envolvente). Puesto que en este sistema se deben emplear

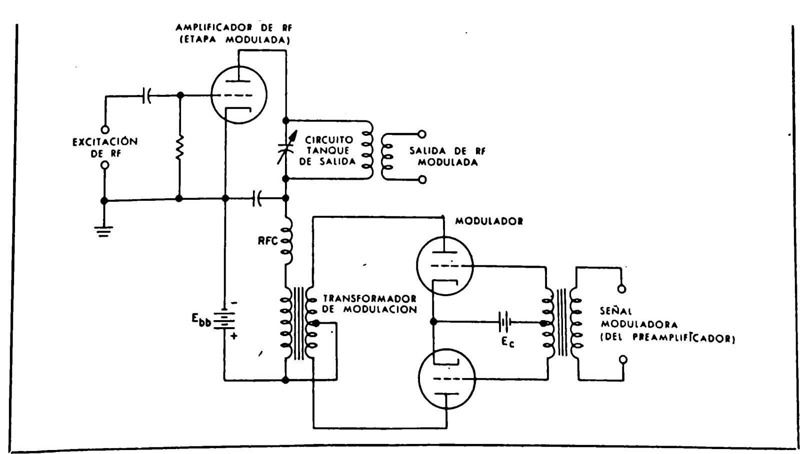


Figura 8-25. Modulación en placa con acoplamiento a transformador (se ha omitido la neutralización)

amplificadores lineales, el rendimiento del transmisor modulado en bajo nivel es mucho más reducido que en los de alto nivel. Ello no obstante, la ventaja del sistema de bajo nivel es la de requerir menor potencia de AF para excitar el amplificador de RF que se modula.

8-8 MÉTODOS DE MODULACIÓN DE AMPLITUD

La tensión de modulación se puede aplicar en serie con cualquiera de los elementos de la válvula modulada. El nombre del método de modulación se deriva del elemento de la válvula al cual se aplica el arrollamiento secundario del transformador de modulación. La modulación en placa se obtiene conectando la salida del modulador en serie con el circuito de placa de la etapa modulada.

Otros métodos utilizados en los triodos son los de modulación en reja y cátodo. En las válvulas tetrodo y pentodo se pueden utilizar los métodos de modulación en pantalla o en supresora, en lugar de los anteriores.

Modulación en placa

En el circuito simplificado de las etapas moduladora y modulada, de la figura 8-25, la modulación se aplica al circuito de placa del amplificador de RF. La tensión de audio, en serie con la alimentación continua de placa, E_{bb}, determina que la tensión total aplicada al amplificador de RF varíe por encima y debajo de su valor normal, en una magnitud igual al pico de señal de audio y a una velocidad igual a la frecuencia de dicha señal. Mientras que la tensión de placa está variando, está aplicada a la reja una tensión de RF de amplitud constante (excitación), que entrega un amplificador separador o intermedio. Durante los semiciclos positivos de la tensión de modulación de audio, a través del circuito sintonizado se produce una tensión de RF mayor, porque el mayor valor de la tensión de placa determina un aumento de la corriente de placa. Durante los semiciclos negativos, la tensión de placa es menor que la del + B, dando como resultado una menor corriente y, consecuentemente, menor tensión a través del circuito tanque. En consecuencia, la amplitud de la salida de RF varía a la velocidad de la señal de audio.

La figura 8-26 ilustra acerca del desarrollo de la onda modulada mediante el método de modulación en placa. En A se muestra la tensión de excitación de RF aplicada al circuito de reja, en relación con la polarización de corte de la operación en clase C. La tensión de modulación de la parte B, de 300 volt, se aplica en serie con los 500 volt de alimentación de placa representados en C.

De este modo, en el caso que se ilustra, la tensión de placa se hace variar entre 200 y 800 volt. Para una modulación de 100 %, la tensión de modulación debería ser igual a la alimentación de placa, es decir, de 500 volt. Los pulsos de corriente de placa resultantes se muestran en la parte D de

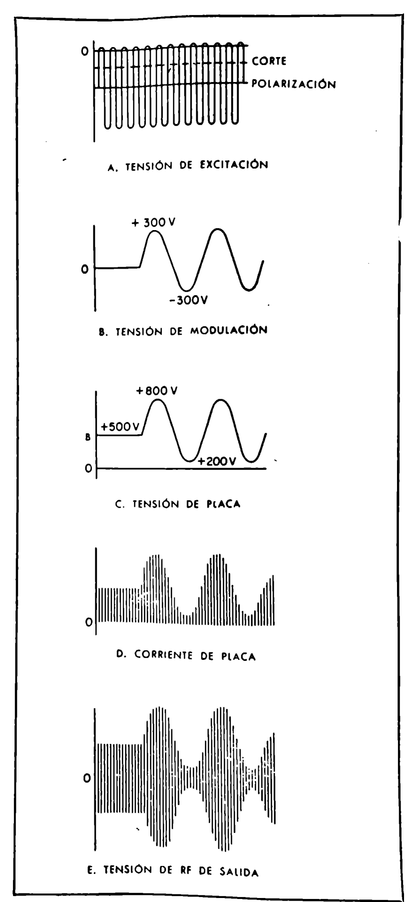


Figura 8-26. Desarrollo de la onda modulada por modulación en placa

la figura, mientras que la tensión de RF de salida, que se forma en un circuito tanque, se ilustra en E.

Cuando ocurre la modulación completa, la potencia administrada por el modulador es la mitad de la que provee la alimentación de placa del amplificador de RF. En general, la potencia asociada a la portadora la suministra la alimentación de placa del amplificador, mientras que la relativa a las componentes de banda lateral es entregada por el modulador.

Durante la porción negativa del ciclo de modulación, la tensión de placa del amplificador es baja y tiende a producir una elevada corriente continua de reja. Para combatir esta tendencia se utiliza la polarización por escape de reja. Las elevadas corrientes de reja aumentarán entonces automáticamente la polarización, mientras que las corrientes bajas permitirán el descenso de la misma. Esta acción faculta al amplificador a su autoajuste continuo para una operación eficiente.

El empleo de un transformador de modulación proporciona flexibilidad en el acoplamiento. Uno de los beneficios es la libertad de utilizar fuentes de alimentación separadas para el modulador y el amplificador. Si se utiliza una única válvula moduladora, los dos arrollamientos del transformador se pueden conectar de manera que la C.C. de uno se oponga a la del otro. Esta disposición disminuye considerablemente la densidad del flujo magnético en el núcleo y hace posible una sustancial reducción de la cantidad de hierro.

Sin embargo es más frecuente el circuito alternativo de la figura 8-27 en el cual el modulador es un amplificador push-pull clase B. Este circuito provee más salida de AF con baja distorsión que la posible con la operación en clase A y con un rendimiento de operación superior. Cada fuente de alimentación debe ser seleccionada de acuerdo con la válvula a usarse. Una ventaja de este método es que el circuito tanque queda aislado de la fuente de tensión continua por el capacitor de bloqueo. Una desventaja del circuito push-pull del modulador es su imposibilidad para anular el flujo de la componente continua del amplificador de RF.

En la figura 8-28 se presenta otro circuito para modulación en placa. En éste, el modulador desarrolla su salida a través de una impedancia de carga consistente en un reactor en lugar de un transformador. Este método de modulación en placa se llama también *modulación Heising*, para recordar a su inventor. El reactor está en serie con la tensión de alimentación de placa E_{bb}, empleada para el modulador y el amplificador clase C. Si ignoramos temporariamente el resistor de caída de tensión R, es evidente que la tensión efectiva sobre la placa del amplificador de RF es la suma de E_{bb} y la tensión instantánea a través del reactor. El amplificador de RF se debe ajustar de tal manera que su condición sea proporcional a la tensión de placa. Como la señal de modulación varía la tensión a través del tanque desde pequeños a grandes valores, en este circuito se produce entonces una onda modulada en amplitud. El ins-

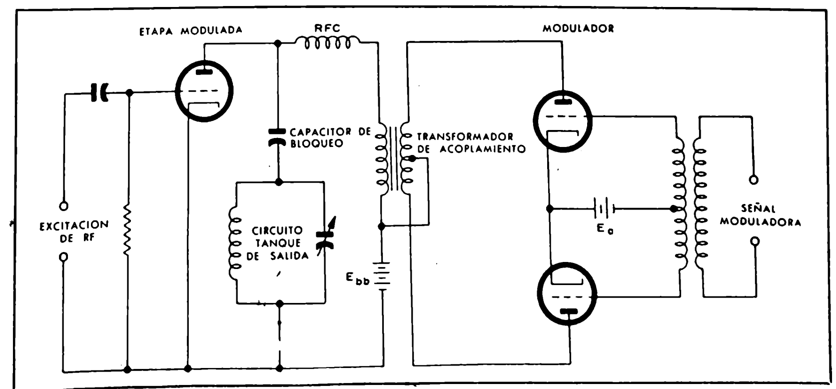


Figura 8-27. Circuito alternativo para modulación en placa con acoplamiento a transformador (se ha omitido la neutralización)

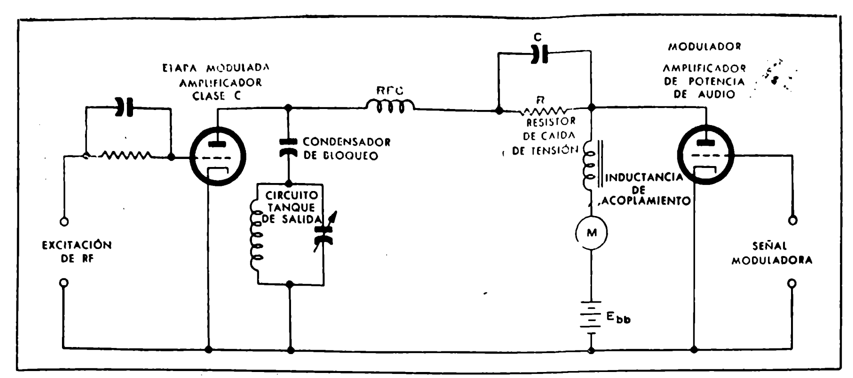


Figura 8-28. Circuito para modulación en placa con acoplamiento a reactor (se ha omitido la neutralización)

trumento de medida indicado en la figura 8-28 indicará una corriente constante, porque la corriente que drena el amplificador clase C disminuye cuando aumenta la que toma el modulador. De allí que el circuito reciba algunas veces el nombre de sistema de *corriente constante*.

Para conseguir el 100 por ciento de modulación, la tensión de placa del amplificador debe variar entre cero y el doble del valor de E_{bb}. Sin embargo, el requerimiento de amplificación de audio libre de distorsión obliga a que el modulador sea operado en clase A cuando se emplea un reactor. Puesto que las características de la válvula se hacen no lineales cuando la tensión de placa es muy baja, no es posible permitir una caída de tensión igual a E_{bb} a través del reactor. Esta restricción impedirá modular al 100 por ciento, a menos que se incluya un resistor de caída de tensión R en el circuito. Su valor es tal que, cuando se produce la máxima caída de tensión permisible en el reactor, la caída adicional en el resistor R lleva el potencial de placa del amplificador a cero. Aunque el amplificador no tiene ya la ventaja de recibir la tensión total de la fuente de alimentación, de este modo es ahora posible conseguir una modulación del 100 por ciento. El capacitor sirve como paso de RF.

Un método alternativo para asegurar una mo-

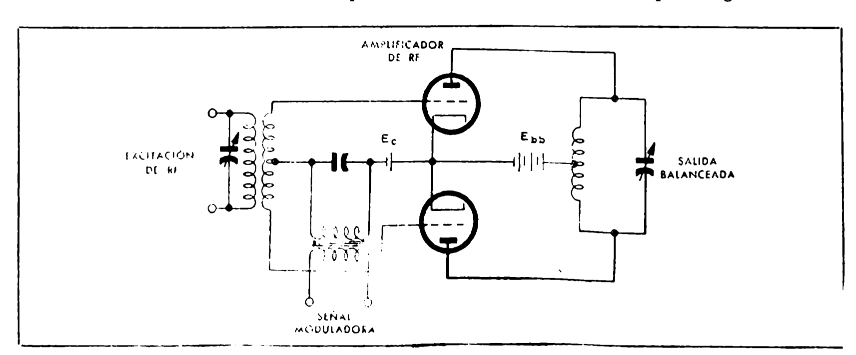


Fig. 8-29. Circuito amplificador push-pull modulado en reja

dulación completa (100 por ciento) es emplear un autotransformador como impedancia de acoplamiento. Se elimina el resistor de caída R y el amplificador utiliza la alimentación de placa total. El autotransformador eleva la tensión de AF inducida a través de relativamente pocas espiras, a un valor igual al de E_{bb} en los picos de modulación. Para obtener la impedancia de carga óptima para el modulador, el autotransformador eleva también la impedancia de placa del amplificador. Para las condiciones correctas, la impedancia de placa del amplificador debe ser igual a E_{bb} dividida por el valor medio de corriente de placa sin modulación.

Modulación en reja

En la figura 8-29 se muestra otro método de modulación del amplificador de RF. Este circuito particular es fundamentalmente un amplificador clase C push-pull, controlado por la variación de la polarización de reja que se modifica en concordancia con la señal de modulación. Los ajustes son más críticos que los necesarios para el amplificador modulado en placa. Cuando está correctamente ajustada, la válvula opera como un amplificador típico en clase C durante la cresta positiva del ciclo de modulación. En este momento la excitación total, integrada por la suma de las tensiones de AF y RF, es de máxima amplitud y la conducción en la válvula está cercana a la saturación. Cuando se alcanza el valle o seno del ciclo de modulación, la salida del amplificador declina apreciablemente. Si en ese momento del ciclo desaparece por completo la salida, resultará un porciento de modulación del 100 %.

En realidad, la modulación de audio está en serie con la polarización de reja. En la parte A de la figura 8-30 se muestran las relaciones entre la polarización y las tensiones de modulación y de excitación. Durante los semiciclos positivos de la tensión de modulación, el efecto es el de menor polarización y ocurre entonces una mayor amplificación de la excitación de RF. Con los semiciclos negativos de la tensión de modulación, ocurre exactamente lo contrario. Si se aplican las tensiones suficientes de polarización fija y de audio, la corriente de placa se reduce a cero y se logra el 100 por ciento de modulación.

En B de la figura se presentan los pulsos de la corriente de placa resultante, y en C se puede apreciar la salida de RF o envolvente de modulación.

Las desventajas fundamentales de la modulación en reja son la potencia de salida comparativamente baja y el reducido rendimiento de operación. Para aumentar en cierta medida la potencia, se emplean frecuentemente circuitos push-pull como el que se muestra en la figura 8-29. Por otro lado, los sistemas de modulación en reja tienen la ventaja de requerir muy poca potencia en el modulador. De allí que la modulación en este elemento sea otra forma de modulación en bajo nivel.

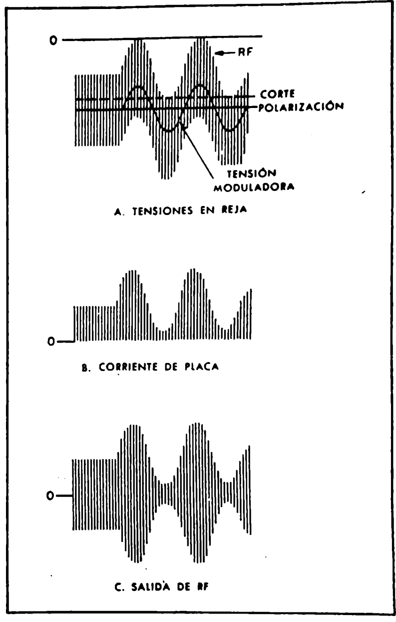


Figura 8-30. Desarrollo de la onda modulada por modulación en reja

Otros métodos convencionales de modulación en amplitud

La salida de un pentodo que se emplea como amplificador clase C se puede controlar mediante una señal de modulación sobre la tensión de polarización aplicada a la reja supresora. Este método se denomina *modulación en supresora*. Es difícil de obtener la modulación completa con este método aunque es posible conseguir el 90 % con buena linealidad. En la figura 8-31 se ilustra un circuito de modulación en reja supresora.

Es difícil emplear pentodos, tetrodos y tetrodos de haces dirigidos en circuitos de modulación en

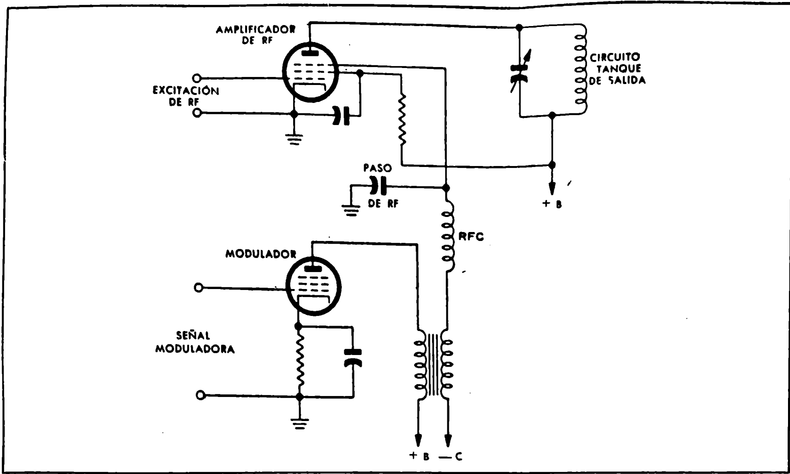


Figura 8-31. Circuito para modulación en supresora

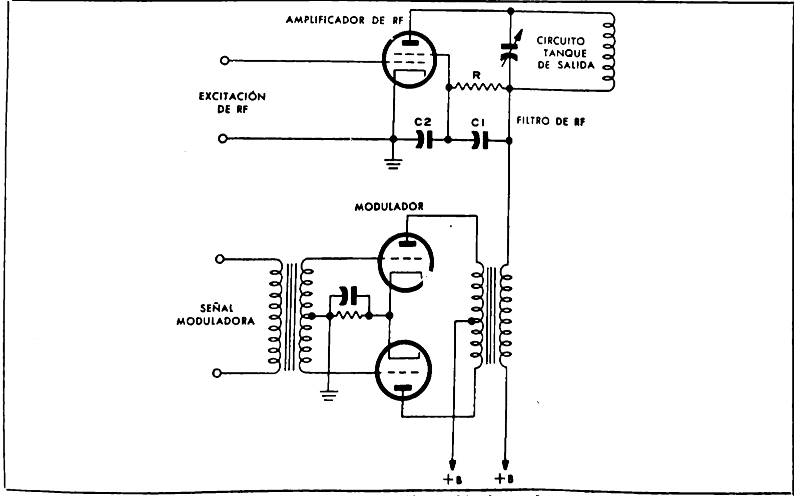


Figura 8-32. Circuito para modulación combinada en placa y pantalla

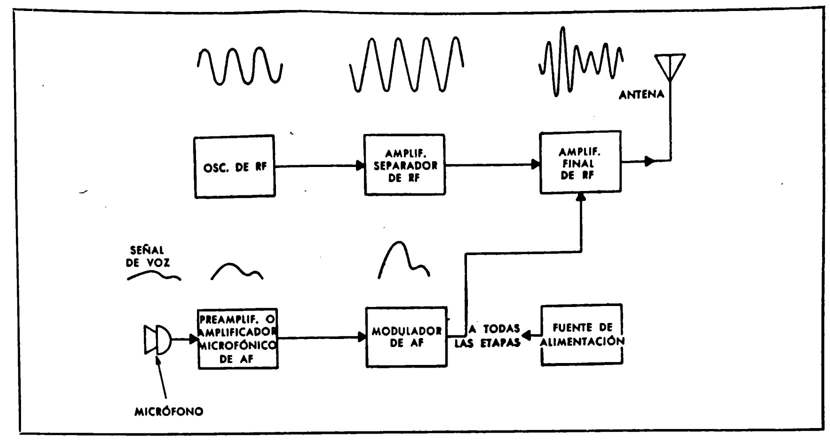


Figura 8-33. Diagrama en bloques de un transmisor de modulación de amplitud (MA)

placa, por las excesivas corrientes de pantalla que circulan durante el valle del ciclo de modulación. Una solución posible a este problema se presenta en la figura 8-32. Puesto que una pequeña variación de tensión de pantalla determina una gran variación de la corriente de placa, en un rango moderado de tensiones, la pantalla del amplificador de RF se conecta en serie con la salida de AF del modulador. El circuito de placa del amplificador es el mismo que para la modulación en placa. Esta disposición contrarresta la tendencia hacia la corriente excesiva de pantalla durante el valle del ciclo de modulación. Además, es posible obtener un mayor grado de modulación que con la modulación de placa o pantalla separadamente.

Un compromiso entre los métodos de modulación en placa y en reja es posible mediante el empleo de modulación en cátodo. Si la señal moduladora se introduce en el circuito de cátodo del amplificador de RF, tanto la polarización de reja como la alimentación de placa serán modificadas durante el proceso de modulación. Los ajustes necesarios se parecen mucho a los de la modulación en reja. La potencia de la componente de portadora entregada mediante este método, es mayor que la de modulación en reja, mientras que la magnitud de la potencia necesaria del modulador es menor que la de modulación en placa.

8-9 TRANSMISOR TÍPICO DE MA.

En el transmisor de MA mostrado en el diagrama en bloques de la figura 8-33 la señal de audio es amplificada por el amplificador microfónico y el modulador. El oscilador de RF produce una onda portadora cuya frecuencia se dobla y amplifica en el amplificador separador. La salida de éste y la del modulador se mezclan en el amplificador final de RF para producir la onda modulada. En la figura 8-34 se presenta un esquema del circuito de un transmisor de este tipo. La etapa separadora se opera como duplicador de frecuencia de manera que el oscilador trabaje en una frecuencia relativamente baja. Se incluye un amplificador intermedio de potencia como así también una etapa excitadora para el modulador. Este transmisor está preparado para manejar una elevada potencia en los rangos de frecuencias medias y altas.

Circuitos de RF.

El oscilador acoplado electrónicamente modificado, V1, está acoplado en placa a la etapa dobladora-separadora a través del capacitor C 13. L 1 y C 31 forman el circuito tanque del oscilador y el transmisor se manipula mediante el empleo de manipulación por cátodo de la etapa osciladora. La polarización de trabajo del oscilador se produce a través del resistor de escape de reja R 1. El empleo de un

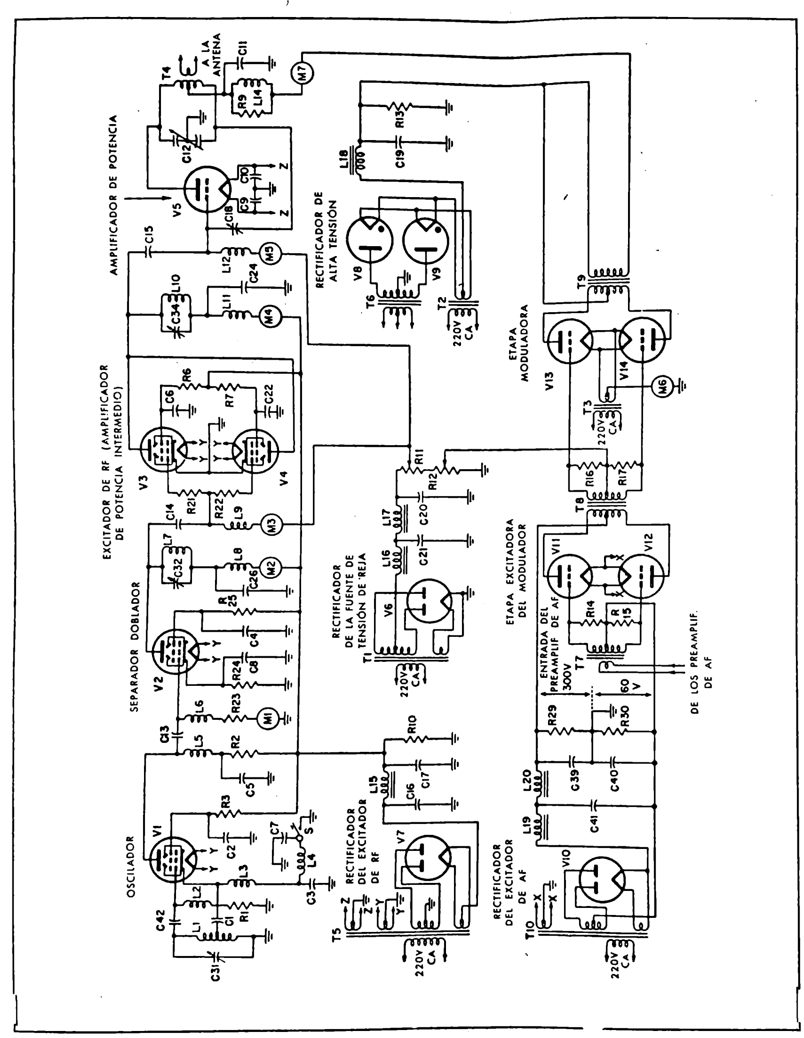


Figura 8-34. Esquema de un típico transmisor de modulación de amplitud (MA)

circuito tanque L-C indica que se trata de un OFV, cuya sintonía se efectúa mediante la variación del valor de C 31. El circuito tanque de placa de la etapa dobladora-separadora V 2, está sintonizado a la segunda armónica de la frecuencia del oscilador. L 7 es el inductor del circuito tanque y C 32 el capacitor de sintonía de placa. La polarización por escape de reja la efectúa el resistor R 23 y la polarización de protección el resistor de cátodo R 24. El empleo de esta última, también llamada de seguridad, limita la corriente de placa cuando el manipulador del transmisor está levantado (abierto).

C 14 acopla la salida de V 2 al amplificador de potencia intermedio formado por dos válvulas de haces dirigidos, V 3 y V 4, en paralelo. Estos amplificadores de potencia pueden operar como dobladores o como amplificadores directos. El empleo de pentodos de potencia de haces dirigidos elimina la necesidad de neutralización en esta etapa. R 21 y R 22 balancean la excitación de reja de las dos válvulas y reducen al mínimo la posibilidad de parásitas.

La salida del amplificador de potencia intermedio se alimenta al amplificador de potencia V 5, a través del capacitor de acoplamiento C 15. El C 18 es el capacitor de neutralización para el triodo amplificador. El T 4 y C 12 forman el circuito tanque. La salida de la etapa se acopla desde el secundario del T 4 a la antena.

La polarización para el amplificador intermedio y el de salida se toma del rectificador de la fuente de tensión de reja V 6, con sus componentes asociados. El borne positivo de esta fuente (el filamento de la rectificadora) está a tierra y la tensión en el extremo superior de R 11 es negativa con respecto a tierra. El rectificador del excitador V 7, provee el +B al oscilador, al separador-doblador y al amplificador intermedio.

En cada conductor de alimentación, los reactores de RF y capacitores de paso, desacoplan la energía de RF de las fuentes de alimentación y sus componentes asociados.

En los circuitos de reja y placa se insertan algunos instrumentos de medida para facilitar la sintonía. Los instrumentos M 6 y M 7 miden las corrientes de placa del modulador y del amplificador de potencia, respectivamente.

Circuitos de AF

Los amplificadores de audio o preamplificadores están acoplados al excitador del modulador V 11 y V 12 a través del transformador T 7. La polarización fija para la etapa excitadora del modulador (—60 volt) se produce a través del resistor R 30 en la derivación negativa de la fuente de alimentación del mismo. La tensión de +B para esta etapa (300 volt) se desarrolla a través de R 29.

T 8 es el transformador interetapa que acopla las placas del excitador a las rejas de la etapa moduladora V 13 y V 14. La polarización fija se obtiene del potenciómetro R 12. T 9 es el transformador de modulación. Se utiliza modulación en placa para salida de elevada potencia. La tensión de placa para el modulador se aplica al primario de T 9, y la tensión para el amplificador de potencia se aplica al secundario de T 9 desde la rectificadora de alta tensión V 8.

8-10 PROCEDIMIENTOS DE SINTONÍA DEL TRANSMISOR

Antes de aplicar la alimentación de placas a todo transmisor conectado a una antena, debe verificarse que la señal irradiada esté en la frecuencia correcta. Esto es de la mayor importancia, puesto que las reglamentaciones estatales que gobiernan las frecuencias, como también las potencias de salida máximas deben ser cumplidas. Estas reglamentaciones varían con el tipo de servicios, tales como los de radiodifusión comercial, aficionados, policía, marina, militares, etc., en los que se utilizarán los transmisores. También la potencia y límites de frecuencia pueden variar de una banda a otra, según el tipo de servicio. Además de las reglamentaciones estatales, deben cumplirse las de cada servicio en particular, si las hubiera, de manera que los transmisores no se interfieran entre sí.

Osciladores

Una vez que se ha determinado la frecuencia de trabajo, es necesario fijar el oscilador del transmisor en ella. Esta ubicación dependerá del tipo de oscilador que se utilice. En todo caso, el oscilador siempre se sintoniza con la tensión de placa del amplificador final interrumpida o reducida, de manera de reducir la posibilidad de irradiaciones en frecuencias no autorizadas y evitar posibles daños en las válvulas de este amplificador. Tales daños pueden ocurrir si el transmisor se opera con alta tensión mientras la etapa final está incorrectamente ajustada o cuando no tiene aplicada la excitación adecuada.

Oscilador a cristal

Todo lo que se necesita para cambiar la frecuencia de un oscilador a cristal es, generalmente, insertar el cristal adecuado. Los osciladores Pierce no requieren ulteriores ajustes. Los que utilizan

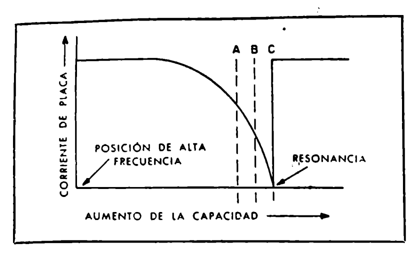


Figura 8-35. Sintonía de placa del oscilador a cristal

un circuito sintonizado en placa requieren ajustes cuidadosos en dicho circuito a fin de sostener las oscilaciones. Esta sintonía no afectará la frecuencia, pero actuará sobre la tensión de salida o excitación. El tanque se sintoniza comenzando el ajuste desde la posición de (capacidad mínima) alta frecuencia y acercándose a frecuencias inferiores hasta el punto de resonancia. Observando la corriente de placa del oscilador se verá una caída de dicha corriente en el punto de resonancia. Esta caída se diferencia de la de los osciladores L-C en que la corriente de placa se eleva agudamente (la oscilación del cristal cesa), en el extremo de baja frecuencia de la caída. La resonancia del circuito tanque está en el punto de mínima corriente de placa; sin embargo, una leve variación en la carga puede determinar que el oscilador caiga fuera de resonancia. Por esta razón, el tanque del oscilador se debe ajustar en un punto levemente por encima del de resonancia, o en un punto entre los extremos superior e inferior de la curva de corriente de placa (entre A y B, como se indica en la figura 8-35).

Osciladores de frecuencia variable

Un oscilador de frecuencia variable, u OFV, debe fijarse en la frecuencia deseada mediante su medición. Las posiciones de frecuencia pueden estar predeterminadas en el dial; ello no obstante, la confiabilidad de dichas posiciones o la precisión con que se pueden establecer, es generalmente insuficiente para asegurar que el transmisor estará en una frecuencia dentro de la tolerancia prescripta. Por esta razón, el empleo de los OFV está generalmente restringido a los operadores que están calificados para hacer tales mediciones y que disponen del instrumental de medición necesario. En la mayoría de los casos se puede utilizar un receptor calibrado. Resultados más precisos se pueden obtener mediante el empleo de ondámetros o frecuencímetros heterodinos. Donde las frecuencias deben ser muy exactas se pueden emplear métodos basados en la utilización de un osciloscopio o un oscilador de interpolación.

Independientemente del oscilador utilizado, la oscilación y la excitación correctas se indican en la reja de la etapa siguiente. Ésta puede ser una etapa separadora o, en el caso de un OMAP, el amplificador final. Generalmente se incluye un circuito de medición en el circuito de reja de cada etapa amplificadora, a fin de medir la excitación. Cuando se utiliza acoplamiento variable o circuitos sintonizados, la excitación de reja se debe ajustar para el tipo particular de válvula en servicio. Ésta es, normalmente, la máxima excitación disponible.

La ausencia de esta excitación indica que el oscilador ha dejado de funcionar. La medición de la tensión de reja del oscilador proporcionará una verificación adicional en el mismo.

Los circuitos tanques de placa de los osciladores de acoplamiento electrónico se sintonizan para corriente de placa mínima. Puede haber algo de interacción entre los circuitos de placa y reja, de manera que la frecuencia del oscilador debe verificarse cada vez que se realice algún ajuste.

Amplificadores separadores

Los separadores y amplificadores intermedios están sintonizados cuando la corriente de placa de cada etapa es mínima y se aplica la excitación correcta a la etapa subsiguiente. Si una etapa no está sintonizada a resonancia, su corriente de placa será elevada, con una disipación de placa muy alta, elevada pérdida de potencia y reducida potencia de salida como resultado. Cuando se carga una etapa con la siguiente o una antena, la corriente de placa de la etapa en cuestión debe ajustarse para resonancia del circuito (corriente de placa mínima), después de realizado el proceso de carga.

Si existen instrumentos de medición de corriente de reja en el transmisor, el circuito de entrada de reja, o de excitación, se debe ajustar de manera que ella drene la máxima corriente. Si no hay un medidor de corriente de reja, la resonancia de este circuito se puede observar por un agudo incremento de la corriente de placa de la etapa previa.

Amplificador final

Las mismas consideraciones pertinentes a los amplificadores intermedios pueden aplicarse al amplificador final. Los métodos de sintonía y de neutralización son los mismos. El ajuste final de la corriente de placa se debe realizar con toda la poten-

cia de alimentación aplicada reajustando también la excitación. La sintonía de placa se efectúa ajustando para un mínimo de corriente de placa. La carga de antena se debe mantener al mínimo mientra se sintoniza el tanque de placa. Luego se efectuará el acoplamiento y sintonía de antena. Cuando se realiza esta sintonía, se produce una corriente máxima en la antena con un leve aumento de la corriente de placa. Entonces se ajusta el acoplamiento de antena para aumentar la corriente de placa, sin exceder el régimen recomendado para cada tipo de válvula. Se deben retocar los ajustes de reja y placa después de aplicada la carga de antena puesto que es posible que haya alguna interacción.

Neutralización

El proceso de neutralización se puede efectuar de variadas maneras. Donde es posible interrumpir la tensión de placa de la etapa amplificadora, la neutralización se puede realizar del siguiente modo: con excitación aplicada a la reja, se interrumpe la tensión de placa del amplificador. Si hay un medidor en el circuito de reja del amplificador, el capacitor de neutralización se ajusta hasta que no haya variaciones en la corriente de reja cuando el circuito sintonizado de placa se ajusta para resonancia. Si no hay instrumento de reja, se puede hacer una prueba de neutralización para determinar si existe o no alguna tensión de RF en el circuito de placa del amplificador. Para ello se acopla a la bobina del tanque un aro al cual se ha conectado en sus extremos una lamparita de neón, un foquito pequeño de iluminación de dial o un galvanómetro sensible de RF, observando que no exista tensión de RF cuando la etapa quede neutralizada. Además, si no existe variación en las corrientes de placa y reja de la etapa excitadora precedente, cuando el amplificador se sintoniza a resonancia, ello indica que está correctamente neutralizado.

En algunos transmisores es más conveniente apagar los filamentos de la etapa amplificadora, en lugar de interrumpir su alimentación de placa. Si se hace esto, el proceso de neutralización se lleva a cabo en la misma forma que se ha explicado anteriormente.

Una vez que se ha neutralizado el transmisor, generalmente es innecesario repetir esta operación a menos que se efectúen cambios que pudieran afectar la neutralización. Será necesario volver a neutralizar el transmisor cada vez que cambie la frecuencia de trabajo.

Precauciones de seguridad

Generalmente los transmisores se pueden sintonizar y operar sin necesidad de abrir su gabinete o alojamiento. Sin embargo, en los transmisores más grandes y aun en muchos pequeños, es necesario retirar alguna tapa o abrir una puerta de acceso para reemplazar cristales, bobinas, unidades de sintonía o bien para efectuar ajustes por cambios de frecuencia, o cuando se neutraliza el equipo.

La mayoría de los transmisores operan con tensiones de placa de 250 volt o más. El contacto con estas tensiones puede causar un serio "shock" y aun la muerte. Es por lo tanto necesario ser especialmente cuidadoso cuando se hacen ajustes en los transmisores.

Cuando se desconecta la alimentación en la mayoría de los transmisores, los resistores de drenaje y los divisores de tensión descargan los capacitores de filtro. Alguno de estos resistores puede estar ocasionalmente abierto, impidiendo que los capacitores se descarguen en forma adecuada. Si el cuerpo hace contacto con un capacitor cargado, éste se descarga a través de él, causando un "shock", quemaduras graves y a veces puede ser fatal.

La mayoría de los transmisores con 100 Watt de salida o más, están equipados con llaves de seguridad (interlocks), relés o dispositivos de tiempo que abren las redes primarias de ciertos circuitos de alta tensión cuando se abren las puertas de acceso al equipo. Puesto que estos dispositivos de seguridad no son absolutamente seguros, no hay que confiar en ellos la protección. Algunas veces, por ejemplo, una llave de seguridad puede estar defectuosa y el circuito de alta tensión del transmisor queda con la alimentación conectada aun cuando se ha abierto la puerta. En estos casos, el transmisor es aún más peligroso que un capacitor cargado, para el hombre que efectúa el mantenimiento, pues puede establecer contacto con una tensión alta. Como una precaución contra "shocks" accidentales, asegúrese que no existan presentes tensiones elevadas y descargue los capacitores, antes de realizar el mantenimiento preventivo o la búsqueda de fallas en el transmisor. El método más corriente, conveniente y seguro para descargar el capacitor es ponerlo en cortocircuito con un destornillador de mango aislado.

Antenas fantasma

Ningún transmisor se debe probar con la alimentación aplicada mientras está conectado a su antena, excepto por unos pocos segundos. La razón de esto es evitar la irradiación de señales indeseadas. No obstante, no se puede operar el transmisor o

aplicar las tensiones de alimentación, sin colocar una carga sobre la etapa final. Esto es válido para todos los circuitos electrónicos de alta potencia, en los cuales debe mantenerse la adaptación de impedancias correcta, o en su defecto se pueden producir daños debidos a la alta impedancia reflejada por un circuito abierto. Cada vez que se deba hacer pruebas es preciso conectar el transmisor a una antena fantasma.

Una antena o carga fantasma es un dispositivo diseñado para reemplazar la carga de la antena normal del transmisor. Exactamente en la misma forma en que la impedancia de la antena debe adaptarse a la impedancia de salida del transmisor, la de la carga fantasma debe adaptarse a la de salida de éste. Además, su capacidad de disipación de potencia debe ser igual o superior a la de salida del transmisor. Debe ser también una carga resistiva pura, de manera que toda la energía de éste se disipe en forma de calor y la radiación de RF se reduzca al mínimo.

A menudo se utiliza un resistor como carga fantasma. En el caso de transmisores grandes, se puede disponer de un grupo de resistores de valor elevado, un reóstato de agua, o bien un grupo de lámparas de iluminación para formar una carga resistiva. Mediante su disposición en serie-paralelo se puede igualar la impedancia de la carga a la de salida del transmisor.

Una ventaja del empleo de una carga formada con lámparas es que se puede observar visualmente la potencia de salida para establecer, aunque en forma grosera, ciertas comparaciones. Se puede sustituir lámparas de potencias distintas hasta conseguir la combinación deseada. La potencia real se puede calcular fácilmente empleando la ley de Ohm.

Salvo que la carga fantasma esté bien blindada, siempre es de esperar alguna irradiación, aun de la mejor construida, sobre todo cuando se le aplican potencias elevadas. Es por eso recomendable operar el transmisor en reducida potencia (tensión reducida en las placas finales), cuando se emplee una antena fantasma. La alimentación no debe aplicarse por períodos más largos que los realmente necesarios para efectuar las pruebas y, en todos los casos, no debe desatenderse el transmisor con la alimentación de placas aplicada.

8-11 MEDICIONES EN TRANSMISORES

En el campo de las radiocomunicaciones las mediciones sirven para una gran variedad de objetos. Por ejemplo, son indispensables para la búsqueda de fallas y ajustes, pruebas y alineación, y experimentos de laboratorio. Además, las mediciones se hacen periódicamente y pueden descubrir la gradual declinación de calidad de rendimiento del equipo, facilitando la prevención de muchas fallas. Además, las mediciones seguras son el único medio de establecer el cumplimiento de las normas para la operación de radiodifusión que fijan las leyes. Se estudiarán a continuación las mediciones que se efectúan en los transmisores.

Medición de frecuencias

Existen dos clases de equipos para la medición de frecuencias. Una de ellas compara la frecuencia desconocida con la de un patrón de precisión conocida. La otra es la de los instrumentos de lectura directa, llamados frecuencímetros, los cuales se calibran con anterioridad a su empleo.

Los instrumentos del tipo de comparación pueden emplear una de dos clases de patrones: primarias o secundarias. Un patrón primario de frecuencias se contrasta con la rotación de la tierra, mediante observaciones astronómicas. Esto se hace porque la frecuencia es una magnitud espacio tiempo.

Sin embargo, para la mayoría de los fines, el empleo de patrones secundarios, así llamados porque están contrastados o verificados con un patrón primario, es de suficiente precisión.

Receptor calibrado.

Se puede emplear un receptor calibrado si no existe disponible un instrumento específico para la medición de frecuencias. Los receptores bien diseñados tienen una precisión mejor que el 0,04 por ciento. Los que están proyectados para este uso tienen cristales de calibración incorporados dentro del equipo. Estos cristales proporcionan puntos de verificación cada 100 o cada 1000 Kc/s. Para sintonizar un transmisor mediante este método, únicamente se necesita colocar el dial del receptor en el punto de verificación de cristal más cercano y luego fijarlo en la frecuencia deseada. El transmisor se sintoniza entonces hasta que la señal aparezca a la salida del receptor. Si éste posee un medidor de "S" (intensidad de señal 1), el transmisor se ajusta para la máxima deflección del instrumento. Se puede lograr mayor precisión si la transmisión no está modulada. Cuando se ha de verificar un transmisor cercano, se debe desconectar la antena del receptor. Si la señal aún bloquea al receptor, se deberá apagar el amplificador de potencia del transmisor.

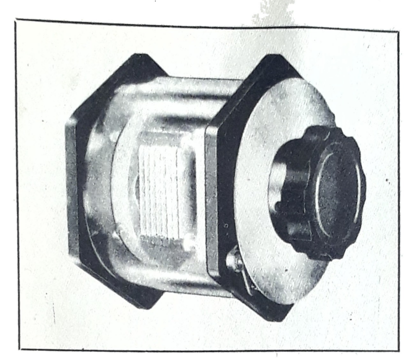


Figura 8-36. Ondámetro de absorción

Frecuencímetro de absorción.

El frecuencímetro de absorción u ondámetro, es un dispositivo de indicación integrado por una inductancia y una capacitancia de las cuales una o ambas pueden ser variables. En la figura 8-36 se muestra un ondámetro del tipo capacitivo. Asociado con el eje de movimiento del componente variable hay una escala y un indicador, cualquiera de los cuales se mueve con el eje. La escala puede estar calibrada directamente en frecuencia o se puede emplear en conjunción con una tabla o cartilla de calibración. Debido a los cambios de la capacidad e inductancia producidos por la vibración, y las variaciones de temperatura y humedad, a menudo es necesario repetir la verificación de calibración. Cuando se lo sintoniza a la frecuencia del transmisor, acoplándolo débilmente a la bobina del tanque, el dispositivo absorbe una pequeña cantidad de energía. La presencia de esta energía puede indicarse de diversas maneras. Cuando se emplea un foquito o un medidor sensible, la resonancia queda indicada por la máxima iluminación del primero o la máxima deflección del segundo. Como regla general, el capacitor es el elemento variable, y la banda de frecuencias cubierta por el instrumento depende de la bobina que se emplea. En la figura 8-37 se muestran circuitos típicos de ondámetros de absorción. Por encima de los 200 Mc/s se utilizan circuitos especiales de baja capacitancia tales como resonadores mariposa o líneas de transmisión. Si se desea mejorar la sensibilidad, el foquito se puede reemplazar por voltímetro a válvula o un detector a cristal y un miliamperímetro de C.C.

Un instrumento bien fabricado proporciona una precisión de 0,25 a 2 por ciento. Aunque no es adecuado para mediciones muy exactas, el ondámetro de absorción es, a pesar de eso, un instrumento extremadamente útil para fines generales. Es de gran valor cuando se requiere la detección de energía de RF en lugares no deseados, por ejemplo, la presencia de oscilaciones parásitas durante la neutralización de un amplificador o bien cuando solamente es necesaria una medición aproximada de frecuencia. Otros empleos específicos incluyen la verificación de la frecuencia fundamental de circuitos osciladores, la determinación del orden y amplitud de frecuencias armónicas y el de proporcionar una medición relativa de intensidad de campo.

Ocasionalmente es posible efectuar una medición, aun cuando la potencia del equipo bajo prueba no es suficiente para accionar el indicador del ondámetro. En el caso de circuitos que incorporan un instrumento de medida de corriente de reja o de corriente de placa, las indicaciones de esos instrumentos variarán cuando el ondámetro se sintoniza a resonancia. El acoplamiento debe ser flojo de modo que la inductancia mutua entre el tanque y el ondámetro no varíe apreciablemente la frecuencia de oscilación.

Frecuencímetro heterodino.

Con los frecuencímetros heterodinos es posible efectuar mediciones de frecuencia mucho más precisas. Para ser más efectivos, estos medidores incorporan un oscilador pequeño, completamente blindado, que cubre completamente la banda de frecuencias a medirse. No es satisfactorio el empleo de bobinas enchufables o llaves, porque introducen inestabilidad de frecuencia. Si la cons-

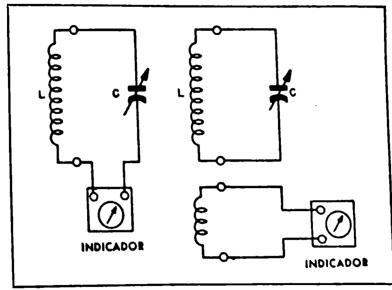


Figura 8-37. Circuitos de ondámetros típicos

trucción es fuerte de uno a otro extremo, y se emplean cerámicas de alta calidad como aisladores en el circuito del oscilador, durante un largo período de tiempo se podrán obtener precisas calibraciones de frecuencia. El elemento de sintonía del oscilador está, por lo general, equipado con un dial del tipo vernier para permitir su fijación exacta. En algunos casos, las divisiones en el dial pueden estar grabadas directamente en frecuencia, pero más frecuentemente se emplean cartillas de calibración con el instrumento.

Los osciladores de acoplamiento electrónico son especialmente adecuados para los frecuencímetros heterodinos. Mediante la utilización de una fuente de alimentación estabilizada en tensión y las proporciones correctas de tensiones de placa y pantalla del oscilador, es posible conseguir señales extremadamente estables. Otra propiedad interesante del circuito de salida de placa es la presencia de fuentes armónicas.

Los frecuencímetros heterodinos más elaborados incluyen también un oscilador controlado a cristal, que se emplea para verificar la precisión de una multitud de puntos en el dial calibrado. En la figura 8-38 se muestra uno de estos instrumentos. Las verificaciones de calibración aseguran la precisión de las mediciones.

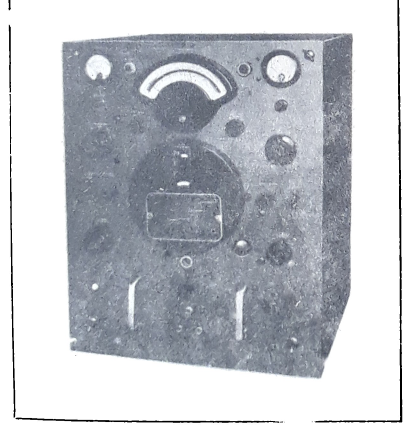


Figura 8-38. Frecuencímetro heterodino

Mediciones de potencia

Existen dos tipos de mediciones de la potencia de salida de RF que son aplicables a todos los transmisores. Uno es el de la medición de la potencia real irradiada. El otro es el de la potencia de entrada a la etapa final. Las estaciones comerciales de radiodifusión y muchos otros servicios están limitados a una potencia máxima irradiada especificada por las reglamentaciones*. Los radioaficionados y otros servicios están limitados a una potencia máxima de entrada específica.

Potencia de entrada.

La potencia de entrada a la etapa final de cualquier transmisor puede controlarse constantemente por la lectura de la corriente de placa cuando la tensión de placa es de un valor conocido.

La potencia se define por la fórmula:

$$P_{ent} = E_{bb}\, I_p \qquad (8\text{-}4)$$

donde:

P_{ent} = Potencia de entrada al amplificador final, en watt

E_{bb} = Tensión aplicada en placa, en volt

I_p = Corriente de placa, en ampere

Como ejemplo, supongamos que un transmisor tiene aplicados 1000 volt a la placa del amplificador final. El instrumento de corriente de placa indica 560 mA. La potencia de entrada se determina como sigue:

$$P_{ent} = E_{bb}\, I_p = 1000 \times 0{,}560 = 560 \text{ watt}$$

Por lo tanto, la potencia de entrada al amplificador final de potencia es 560 watt.

Potencia irradiada.

La potencial real irradiada en la antena será menor que la potencia de entrada al amplificador final de RF en razón de las pérdidas del circuito. Algunas de estas pérdidas se producen en el circuito tanque de placa y en el circuito de acoplamiento de antena. Sin embargo, las mayores ocurren en la válvula en sí misma y se disipan en forma de calor. Éstas se denominan disipación de placa. El factor de disipación de placa puede determinarse por las especificaciones del fabricante de la válvula y se expresa como un porciento del rendimiento de placa. Puesto que esto representa la mayor pérdida del circuito, las del circuito sintonizado y de acoplamiento se pueden descartar. De este modo, la fórmula para la determinación de la potencia

* En la Argentina, está fijada por la Secretaría de Comunicaciones. (N. del T.)

efectiva o real irradiada por un transmisor se puede establecer:

$P_{sal} = P_{ent} \times$ rendimiento de placa por ciento

Suponiendo que las cifras son las mismas que se dieron antes y que el rendimiento de placa es del 80 %, la potencia irradiada será:

$P_{sal} = 560 \times 0{,}80 = 448$ watt

De este modo, la potencia irradiada de un transmisor con una entrada de 560 watt a la etapa final y con un rendimiento del 80 %, es de 448 watt.

La máxima potencia obtenible de un transmisor dado está determinada, fundamentalmente, por la válvula amplificadora final. El régimen de potencia especificado por el fabricante para cada válvula en particular, es aquél a que se la puede operar sin producir distorsión en exceso sobre un porciento dado. Las válvulas generalmente se operan en potencias reducidas a fin de mejorar el factor distorsión, o para conservar las válvulas o la potencia, o bien para ambas cosas a la vez.

Mediciones de modulación

Si no se modula completamente el transmisor, la potencia en las bandas laterales es baja y el alcance efectivo de la transmisión se reduce. Por otro lado, si se sobremodula, la señal se distorsiona y puede ser lo suficientemente ancha como para borrar estaciones que operan en canales lejanos del transmisor.

Se han diseñado o adaptado una variedad de instrumentos para verificar el porciento de modulación de los transmisores modulados en amplitud. El osciloscopio es el más útil de ellos. Es más preciso y proporciona una imagen del porciento de modulación. En el osciloscopio se pueden observar dos tipos de figuras. Una se conoce como la *onda envolvente* y la otra como el *trapezoide.*

Las conexiones para la medición de la onda envolvente son más fáciles de hacer. El osciloscopio se conecta como en A de la figura 8-39. La bobina de acoplamiento, formada por unas pocas espiras de alambre, se conecta a las placas de deflección vertical del osciloscopio, D3 y D4, a través de un cable de conductores retorcidos. Cuando esta bobina se coloca cerca de la del tanque de placa del amplificador de potencia de RF, el barrido produce la envolvente de modulación de salida del transmisor. El generador de barrido del osciloscopio se ajusta a una frecuencia más baja

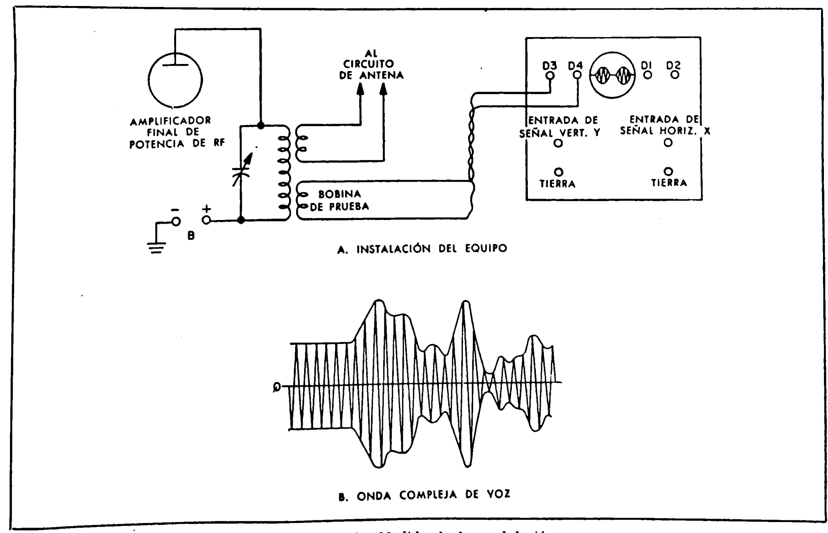


Figura 8-39. Medida de la modulación

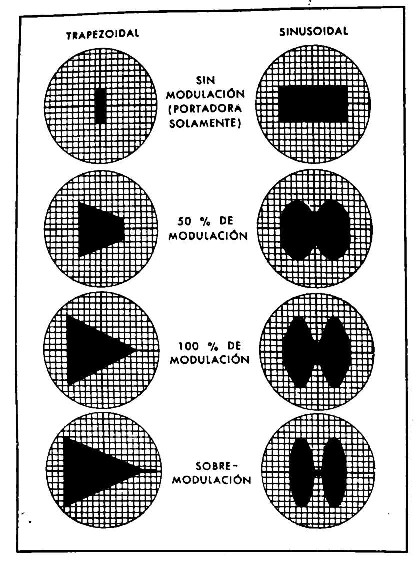


Figura 8-40. Formas de onda trapezoidales y sinusoidales asociadas al porcentcje de modulación

que la frecuencia de modulación más baja. El factor de modulación o porciento de modulación se puede hallar haciendo los cálculos necesarios mediante el empleo de la fórmula de modulación que se estudió oportunamente.

En la figura, parte B, se ilustra una onda compleja de voz. En razón de su complejidad, es muy difícil calcular el porciento de modulación de esta onda envolvente. Sin embargo, las mediciones de onda envolvente de la voz o la música se pueden verificar fácilmente para 100 % de modulación, observando la línea del cero de la figura. Los cálculos de porciento de modulación se pueden hacer únicamente cuando en la pantalla del osciloscopio aparece una figura de modulación simple. Cuando el transmisor está sobremodulado, en los valles de modulación aparece un punto brillante.

La figura trapezoidal se obtiene conectando el osciloscopio de la misma manera, excepto que una pequeña fracción de la tensión de audio, que se toma del preamplificador o del modulador, se aplica a las placas horizontales, en lugar del barrido interno del osciloscopio. Las figuras que se obtienen y su interpretación respectiva se ilustran en la figura 8-40.

8-12 PROCEDIMIENTOS DE BÚSQUEDA DE FALLAS EN TRANSMISORES

No importa lo bien diseñado y fabricado que esté un equipo; en servicio aparecerán fallas en su funcionamiento. El mantenimiento preventivo reduce y elimina en gran medida las causas de estas fallas antes de que produzca la interrupción. Cuando ocurre una falla en el funcionamiento, el personal de mantenimiento debe, por lo general, ubicar y corregir la falla tan rápidamente como sea posible. Como regla general, se pierde más tiempo y esfuerzo en encontrar la falla que en hacer la reparación real o corrección.

Fallas comunes

Muchas fallas comunes se pueden presentar en el funcionamiento del transmisor, como en cualquier equipo electrónico, que pondrán el equipo total o parcialmente fuera de servicio o que determinarán una disminución de su eficiencia o rendimiento. Estas fallas pueden ser de naturaleza permanente (hasta su corrección) o intermitentes, periódicas o momentáneas. A menudo el inconveniente no es una falla del equipo en sí mismo, sino más bien de operación.

Las fallas operacionales (o de los operadores) incluyen cables de alimentación o cordones desenchufados, llaves en posiciones incorrectas, sobrecargas y, en general, métodos de operación incorrectos. Estas posibilidades no deben ser subestimadas cuando se investiga una falla. Otros inconvenientes no tan obvios son: cables, fichas o cordones cortados; fusibles defectuosos: contactos de relés quemados; alambres cortados por efectos de vibración; válvulas o cristales defectuosos y, en el caso de equipos alimentados a baterías, la descarga de éstas. Cuando se encuentra una falla y la causa no se hace evidente de inmediato, los rubros arriba mencionados deben verificarse antes de iniciar un examen detallado de las partes componentes del transmisor. Los fusibles se deben revisar en la primera etapa de la búsqueda. El reparador no debe continuar quemando fusibles, sino observar donde sea necesario para determinar la causa básica de la falla, si éstos siguen quemándose.

El empleo de la información del fabricante, incluyendo esquemas y guías de búsqueda de fallas y una lógica aproximación, permitirá casi siempre la aislación del inconveniente. El empleo del procedimiento paso a paso para ubicar las fallas más difíciles será útil para su rápida ubicación.

Procedimiento paso a paso

Se presentan aquí cuatro pasos fáciles de seguir que se pueden aplicar a la búsqueda de fallas de cualquier equipo electrónico. Ellos son:

1. Determinar los *síntomas*.
2. *Ubicar* la falla dentro de la función afectada.
3. *Aislar* la falla en una unidad o circuito.
4. *Ubicar* la falla específica dentro de esa unidad.

El primer paso en la búsqueda de una falla en cualquier equipo electrónico es el de determinar sus *síntomas*. Una vez que éstos son conocidos, se debe hacer un análisis de la falla o inconveniente. A menudo esto lleva unos instantes, pero ocasionalmente puede insumir un tiempo considerable.

El tiempo gastado en un análisis correcto, se recupera normalmente con el que se gana en los pasos siguientes.

Mediante el análisis correcto, la falla se *ubica* o *localiza* en una función, tal como la generación de RF, amplificación de audio, manipulación o amplificación de potencia.

El siguiente paso es *aislar* la falla en una unidad o subunidad, o circuito responsable de la misma. La observación cuidadosa del rendimiento del transmisor y su equipo asociado cuando se lo enciende, ayuda con frecuencia a ubicar la falla. También la observación del instrumento de medida en el panel frontal del equipo ayuda a establecer la etapa o circuito defectuoso.

La *ubicación* de la falla específica dentro de una unidad o circuito, se puede hacer de diversas maneras. Las válvulas defectuosas se eliminan mediante la prueba o sustitución. Los resistores y las bobinas quemados o carbonizados pueden a menudo descubrirse por la observación visual o por el olor. Lo mismo tiene validez para los capacitores al aceite o cera, los reactores y los transformadores. Cuando se sobrecalientan, el aceite o la cera se expande y generalmente se derrama, o determina que la cubierta del componente se hinche, o, en el caso de calentamiento excesivo, que explote. Los componentes sobrecalentados se pueden ubicar rápidamente tocando con los dedos. Cuando se conecta la alimentación, a menudo se pueden escuchar ruidos de arcos o chispas, los cuales pueden ayudar a la ubicación del componente de alta tensión defectuoso. De este modo, los sentidos de la vista, olfato, tacto y oído deben emplearse como ayudas para ubicar componentes fallados.

Método general para la ubicación de una falla en un circuito o pequeño grupo de circuitos.

Para iniciar la ubicación de una falla, debe efectuarse una minuciosa inspección visual mediante la abertura de un acceso al conexionado y los componentes del circuito de la sección defectuosa, si es que ello puede hacerse fácilmente, y una recorrida en búsqueda de componentes sobrecalentados o con daño evidente. Esta inspección puede conducir al componente defectuoso; sin embargo, el reemplazo de las partes que aparezcan dañadas no se debe hacer hasta que se determine la razón por la cual se inutilizó el elemento.

A continuación se realizan pruebas del funcionamiento del circuito que se sabe defectuoso, verificando los controles, llaves, etc., para observar sus efectos en el circuito. Si existen incluidas facilidades de verificación, se deben utilizar, comparando los resultados con los de funcionamiento normal.

Si las pruebas realizadas hasta este momento no indican la causa de la falla, es recomendable, por lo general, efectuar algunos cambios de circuitos que se puedan hacer con facilidad, tales como reemplazo de chassis o subunidades y de válvulas y componentes. Frecuentemente el tiempo de la reparación se reduce con estos reemplazos, pero la unidad defectuosa no debe ponerse en servicio hasta determinar sus causas.

Para reparar la unidad defectuosa o para reparar un circuito que no se puede retirar del equipo se procede como sigue:

1. Se establece la causa de la falla haciendo comprobaciones de formas de onda, tensiones y resistencias.

2. Se consulta las tablas previamente compiladas de formas de onda, lecturas de tensiones y resistencias y el diagrama esquemático del circuito.

3. Estas pruebas se efectúan en los puntos esenciales indicados en el esquema.

4. Se comparan estas lecturas con las normales recordando los principios de operación del circuito; entonces se analizan los resultados para determinar cuál es el componente defectuoso. En muchos casos el osciloscopio será el único medio de determinar la operación anormal, especialmente en circuitos donde la amplitud, frecuencia, o las formas de onda son críticas.

Después que se ha ubicado la falla, se prosigue con el objeto de determinar la causa, que es esencial. La causa de la falla se hallará antes de insertar un nuevo componente. Si la falla se presenta sólo por momentos y no se la puede ubicar, se deberá prestar atención extra, observando la recurrencia del mismo inconveniente. Generalmente es necesario y por cierto recomendable, conservar un registro de los detalles de las fallas encontradas.

8-13 RESUMEN

Los transmisores de radio irradian ondas que pueden ser de dos tipos: ondas continuas o C.W. y ondas moduladas. El transmisor de C.W. se emplea únicamente para radiotelegrafía, mientras que el modulado se emplea fundamentalmente para radiotelefonía.

El transmisor de radio más simple consiste en un oscilador conectado a una antena. Se puede conseguir potencia adicional mediante amplificadores de potencia insertados entre la salida del oscilador y la antena. El OMAP es un transmisor integrado por un oscilador maestro y un amplificador de potencia. Para evitar que los efectos de carga afecten la frecuencia del oscilador se utiliza una etapa separadora entre el oscilador y el amplificador de potencia. El objeto de esta etapa es el de aislar al oscilador. La potencia se puede aumentar mediante amplificadores intermedios entre la etapa separadora y el amplificador final de potencia. Cuando la frecuencia de salida debe ser más alta que la provista por el oscilador, se utilizan multiplicadores de frecuencia.

Las oscilaciones parásitas pueden presentarse en frecuencias al azar y generalmente mucho más elevadas que las de operación del transmisor. Se originan por resonancia de conductores del circuito y componentes de los amplificadores de RF. Se pueden suprimir mediante la inserción de resistores en los circuitos de reja y de placa de la sección afectada. La irradiación de armónicas o múltiplos de frecuencia de operación se puede evitar mediante el empleo de blindajes y filtros adecuados y el correcto ajuste de las etapas amplificadoras.

La manipulación del transmisor que se emplea en la transmisión de C.W. se puede efectuar en reja, placa o cátodo de una o más etapas del mismo. De ellas, la preferida más a menudo es la manipulación en reja, porque las elevadas tensiones de placa no llegan al manipulador. Los ciclos de manipulación y los chirridos se pueden eliminar mediante un filtrado correcto. Cuando se deben manipular tensiones o corrientes elevadas se utiliza un relé o una válvula de manipulación.

La modulación es el proceso de variación de una portadora de RF en concordancia con las variaciones de la inteligencia a transmitir. Cuando la portadora de RF se varía en amplitud, el resultado es una onda modulada en amplitud. Cuando la modulación se efectúa en el amplificador final de RF del transmisor, el proceso se denomina modulación en alto nivel. Cuando se realiza en una etapa de bajo nivel o un amplificador intermedio, se lo designa modulación en bajo nivel. La primera exige un elevado nivel de potencia de modulación mientras que la segunda requiere muy poca potencia. Sin embargo, los amplificadores de RF subsiguientes a la etapa modulada deben ser lineales para conservar la forma de onda modulada. La modulación se puede aplicar en placa, pantalla, reja o cátodo de la etapa amplificadora de RF. De estos métodos el preferido con más frecuencia es el de modulación en placa porque se puede conseguir el 100 % de modulación.

Un medio adecuado para la determinación de la frecuencia de un transmisor es el empleo de un receptor calibrado. Mayor precisión se puede conseguir mediante el frecuencímetro heterodino. La potencia de salida se puede calcular por medio de le ley de Ohm. Los niveles de modulación se observan mejor utilizando un osciloscopio.

Se deben seguir cuatro pasos o etapas sencillos que forman un procedimiento simple para encontrar fallas o inconvenientes en los equipos electrónicos. Ellos son: determinación de los síntomas, ubicación de la falla por la función afectada, su aislación en un circuito o unidad y su localización específica en ella.

CUESTIONARIO

1. ¿Cuál es el transmisor más simple?
2. ¿Qué es un transmisor OMAP?
3. ¿Por qué es necesario un amplificador de potencia?
4. ¿Por qué es necesaria la neutralización?
5. ¿Cuáles son los sistemas básicos de acoplamiento y cuáles las ventajas de cada uno?
6. Dibuje los dos métodos de manipulación por bloqueo de reja y explique sus ventajas.
7. ¿Cuál es el objeto de un filtro contra golpes de manipulación?
8. ¿Qué son las oscilaciones parásitas y cómo se pueden evitar?
9. ¿Cómo se pueden evitar las armónicas?

10. ¿Cuál es el objeto del separador?

11. ¿Qué es modulación de amplitud?

12. Defina la *banda lateral.*

13. ¿Qué efecto tiene el porciento de modulación sobre el rendimiento de un transmisor de MA?

14. ¿Cuáles son los efectos de la sobremodulación sobre la señal irradiada?

15. ¿Cuál es la relación entre las potencias de portadora y de banda lateral para el 100 % de modulación?

16. ¿Existe alguna diferencia fundamental entre los circuitos de RF de transmisores de C.W. y de MA de la misma potencia de portadora?

17. Defina lo que es *modulación en alto* y *bajo nivel* y explique los métodos utilizados para obtener una u otra.

18. ¿Por qué se utiliza el acoplamiento a transformador entre el modulador y el amplificador de RF modulado en placa?

19. ¿Cuál es la emisión tipo A3?

20. Explique cuatro ventajas de la transmisión de CW sobre la de MA.

21. Explique un método para la determinación de la frecuencia de un transmisor.

22. ¿Cómo se culcula la potencia efectiva irradiada de un transmisor?

23. Describa dos métodos de control de modulación.

24. ¿Cuál es la mejor comprobación de las válvulas y sus rendimientos en los transmisores?

25. Bosqueje un método simple para la búsqueda de fallas en los transmisores.

CAPITULO IX

Transmisión de las Ondas de Radio

9 - 1 Introducción

Muchos tipos de circuitos electrónicos son capaces de producir tensiones alternas cuya frecuencia es tal, que se los clasifica como generadores de radiofrecuencia. Colocando los circuitos adecuados de RF en una secuencia correcta, se obtiene un dispositivo completo de transmisión de radio. Puesto que el rendimiento y la potencia de salida son importantes para las consideraciones de funcionamiento del circuito, el sistema electrónico debe poseer también un medio eficaz de transferir la energía de radio, desde el punto de transmisión hasta el dispositivo de recepción.

El así llamado sistema de antena de un transmisor de radio, es el medio empleado para transferir la inteligencia (energía de radiofrecuencia modulada) hasta un receptor distante para su reconversión en palabra u otros tipos de información. La materia antenas es un tópico extenso. No obstante, para obtener un entendimiento práctico suficiente y capacitación en la solución de problemas de mantenimiento, se requiere, por lo menos, el conocimiento básico de los hechos de la teoría, el diseño y la construoción de antenas.

9-2 PROPAGACIÓN DE LAS ONDAS DE RADIO

Las ondas de radio propagadas (transmitidas) en el espacio se consideran una forma de energía irradiante similar a la luz y el calor. Estas ondas viajan a la velocidad de 300.000.000 m (o 300.000 Km) por segundo. La teoría de propagación de las ondas se puede explicar en términos relativamente simples relacionándola con los efectos de las fuerzas de los campos eléctrico y magnético que existen alrededor de un conductor que transporte corriente.

El espectro de radiofrecuencia se extiende desde 0,01 megaciclo (frecuencia muy baja) hasta 300.000 megaciclos (frecuencias super altas) y más allá. La tabla 9-1 establece las divisiones del espectro total de frecuencias con respecto al cubrimiento de cada una de ellas y sus respectivas designaciones. La tabla representa el espectro de frecuencias referido a la frecuencia de las señales en millones de ciclos por segundo. Otra manera de clasificar las ondas de radio es conforme a su *longitud de onda*. Ésta se puede definir como la distancia que recorre la onda en el tiempo necesario para completar un ciclo. Puesto que se conoce la velocidád de las ondas (300.000.000 metros por segundo) su longitud se puede encontrar mediante la siguiente relación matemática:

$$\text{Longitud de ondas (en metros)} = \frac{\text{Velocidad}}{\text{Frecuencia}} \tag{9-1}$$

Donde:

Velocidad = 300.000.000 metros por segundo
Frecuencia = ciclos por segundo

Por ejemplo, una onda de radio de 10 Kc/s ó 0,01 Mc/s, tiene una longitud de onda calculada de 30.000 metros, mientras que una de 30.000 Mc/s tiene una longitud de 0,01 metros ó 1 centímetro. Algunas veces se emplean los términos de ondas *largas, cortas y microondas* para clasificar groseramente la frecuencia de operación en bajas, altas y ultra altas frecuencias respectivamente.

TABLA 9-1. ESPECTRO DE RADIOFRECUENCIA

Frecuencia en Megaciclos (Mc/s)	Descripción	Abreviatura (1)
0,01 a 0,03	Frecuencias muy bajas	FMB (VLF)
0,03 a 0,3	Frecuencias bajas	FB (LF)
0,3 a 3	Frecuencias medias	FM (MF)
3 a 30	Frecuencias elevadas	FE (HF)
30 a 300	Frecuencias muy elevadas	FME (VHF)
300 a 3.000	Frecuencias ultra elevadas	FUE (UHF)
3.000 a 30.000	Frecuencias super elevadas	FSE (SHF)
30.000 a 300.000	Frecuencias extremadamente elevadas	FEE (EHF)

(1) Se agregan las siglas inglesas por estar muy difundidas por el uso. (N. del T.).

Si una corriente alterna dentro del rango de radiofrecuencia se aplica a un conductor adecuado tal como una antena, producirá campos eléctricos y magnéticos variables alrededor del mismo. Estos cambios periódicos de la intensidad de campo producen una *onda de campo móvil* que se aleja de la antena. Los componentes de esta onda de campo móvil se llaman *campo de inducción y campo de radiación*. Se presentará un estudio detallado

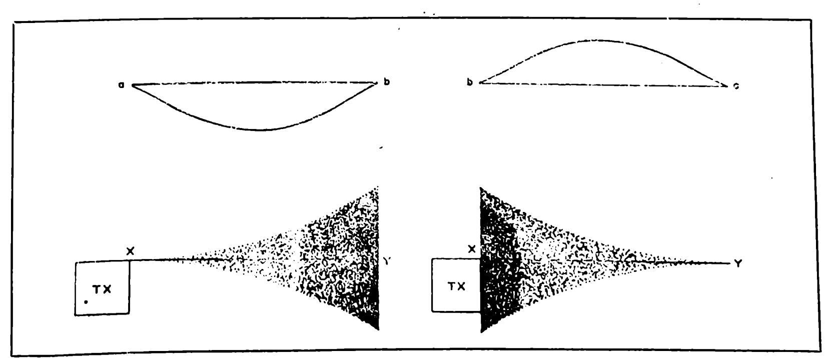


Figura 9-1. Desarrollo de los campos de radiación

de la composición de los campos de inducción y radiación, pero primeramente se deberá tener un concepto general de la acción resultante del campo de radiación.

Refiriéndonos a la figura 9-1, el transmisor Tx se muestra conectado a una antena, la cual, en este caso, es igual en longitud a exactamente media longitud de onda de la frecuencia de la señal aplicada. Cuando esta onda se aplica a la antena, ocurren los siguientes hechos en el orden dado:

1. Los electrones comienzan a fluir inmediatamente desde el punto X en un extremo de la antena, hasta el punto Y en el extremo de la misma.
2. Durante el primer semiciclo de la onda aplicada, a-b, la mayoría de los electrones del punto X son empujados hacia el punto Y.
3. El punto Y, extremo abierto de la antena, forma una barrera para la traslación de los electrones, que llegan a detenerse por completo.
4. Cuando la coriente alterna comienza su segundo semiciclo, b-c, los electrones inician inmediatamente un flujo de retorno desde el punto Y de la antena hacia el punto X, en el extremo de entrada.
5. Durante la segunda mitad del ciclo, b-c, todos los electrones del punto Y son empujados hacia el punto X.
6. Los electrones que se han acumulado en el punto X comienzan a trasladarse otra vez hacia el punto Y, tan pronto como una nueva alternancia de la onda de entrada, a-b, llega a la entrada de la antena, punto X.
7. Esta acción periódica dura mientras el transmisor suministre potencia de C.A. a la antena.

El análisis precedente ha servido para ilustrar el movimiento de los electrones dentro de la antena, como resultado de la aplicación de energía de radiofrecuencia. Este movimiento de electrones se puede comparar al de las olas del océano que golpean contra un murallón costero.

El resultado del movimiento de los electrones descripto en la figura 9-1 es la producción de campos eléctricos y magnéticos alrededor de la antena, que forman una onda que se desplaza en el espacio. Volviendo a los pasos 1 y 2, el máximo flujo de electrones ocurre en el centro de la antena (el punto de un cuarto de longitud de onda), en razón de que el promedio de oposición mínima (impedancia en realidad) al flujo, se presenta en este punto. De ahí que el mayor número de líneas de fuerza magnética exista concéntricamente alrededor de la antena en el centro. La parte A de la figura 9-2 muestra la concentración aparente del

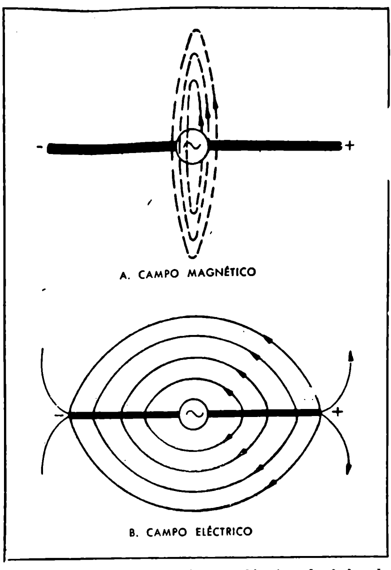


Figura 9-2. Campos magnético y eléctrico alrededor de un alambre

campo magnético alrededor de la antena, mediante la representación del centro de la misma como fuente de energía de alterna. Otro punto a considerar es que existe una cierta capacitancia entre los extremos de la antena. Puesto que el mayor número de electrones se acumula en los extremos (el punto de la oposición más elevada al flujo de los electrones), la máxima fuerza eléctrica existe entre dichos puntos de la antena. El campo eléctrico aparente resultante está representado como se ilustra en la parte B de la figura 9-2.

Los campos magnético y eléctrico no ocurren o, mejor dicho, no alcanzan sus respectivos máximos al mismo tiempo. Esto puede visualizarse por el hecho de que al finalizar el primer semiciclo, todo el flujo de electrones cesa (punto b en la figura 9-1), y el campo magnético disminuye a cero. En este instante el campo eléctrico está en el máximo. Los dos campos se generan 90 grados desfasados; el campo magnético es máximo cuando la señal aplicada está en un pico y el campo eléctrico es máximo cuando la señal está en el punto de mínimo. Cuando se incia el flujo de electrones, del

punto Y al punto X (parte B de la figura 9-1), el campo magnético comienza a desarrollarse (líneas de fuerza opuestas a las mostradas en A de la figura 9-2) y el campo eléctrico disminuye. Comparando las partes A y B de la figura 9-2, se notará que las líneas de fuerza en los campos eléctrico y magnético son perpendiculares entre sí. Por lo tanto, los dos campos están 90 grados desfasados en el espacio. Resumiendo, la acción de los campos eléctrico y magnético para un ciclo cualquiera de la energía de RF de entrada a la antena, ocurre separada en 90 grados en dirección y en tiempo. En lenguaje formal, los campos eléctrico y magnético están en todo momento *en cuadratura en espacio y tiempo.*

Campos de radiación e inducción

El cálculo teórico de los campos electromagnéticos que resultan de la corriente en la antena es una operación sumamente compleja que involucra conceptos de matemáticas avanzadas. Sin embargo, los resultados se pueden simplificar y explicar sin el empleo de las matemáticas partiendo de la aceptación de ciertas suposiciones. Los campos eléctricos y magnéticos en cualquier punto del espacio (alrededor de la antena) están expresados en un juego de seis ecuaciones* que se pueden encontrar, conjuntamente con sus derivaciones, en la mayoría de los libros de texto sobre teoría de antenas. Se puede demostrar con esas ecuaciones —y se debe aceptar para este análisis— que los campos eléctrico y magnético están en ángulos rectos en el espacio (cuadratura en el espacio). También se puede demostrar —y nuevamente ello se debe aceptar— que el campo magnético total está integrado por dos componentes en fase en el tiempo:

Una componente es inversamente proporcional a la *distancia* desde la antena; la otra es inversamente proporcional al *cuadrado de la distancia* desde la antena.

Cuando estas dos componentes se suman vectorialmente, producen el campo magnético efectivo total. El campo eléctrico efectivo total se integra con las tres componentes siguientes:

Una componente es inversamente proporcional a la *distancia* desde la antena; otra es inversamente proporcional al *cuadrado de la distancia* y la otra es inversamente proporcional al *cubo de la distancia.*

En el caso del campo eléctrico, sin embargo, todas las componentes no están en fase en el tiempo, como sucede con el campo magnético. La componente del campo eléctrico, que es inversamente proporcional al cubo de la distancia tiene una relación de fase de 90 grados con respecto a las otras dos. Las características y relaciones entre los campos eléctrico y magnético cuando se combinan, permiten la comprensión de los dos campos electromagnéticos, el de radiación y el de inducción.

En el campo de radiación, los campos eléctrico y magnético están en ángulos rectos en el espacio y en fase en el tiempo, como se ilustra en A de la figura 9-3. El *campo de inducción* está integrado por campos eléctricos y magnéticos que están en ángulos rectos en el espacio, pero desfasados 90 grados en el tiempo, como se ilustra en la parte B de la figura 9-3. El campo de inducción contiene la componente eléctrica que es porporcional al cubo de la distancia; por lo tanto, este campo se puede despreciar toda vez que la distancia sea mayor que unas pocas longitudes de onda. Cuando se trata de la energía irradiada en las cercanías de la antena, los efectos del campo de inducción deben tenerse en cuenta.

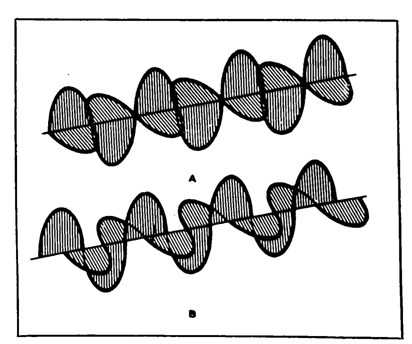


Figura 9-3. Campos magnético y eléctrico alrededor de una antena

A fin de alcanzar una mejor comprensión de las relaciones de fase y de la disipación de potencia en los campos electromagnéticos, ellos se pueden comparar a los conceptos familiares de la potencia y ángulo de fase en un circuito de C.A., tal como un circuito tanque. Deberá recordarse que en los circuitos de C.A., $P = EI_{\cos}\theta$, donde θ es el ángulo de fase. En un circuito tanque ideal,

* Estas ecuaciones, llamadas de Maxwell, son tres para el campo eléctrico y tres para el magnético. (N. del T).

la tensión y la corriente en cada elemento están desfasadas 90 grados y no se entrega potencia al circuito por parte del generador ($I_{\text{máxima circulación}}$; $_{\text{mínima línea}}I$).

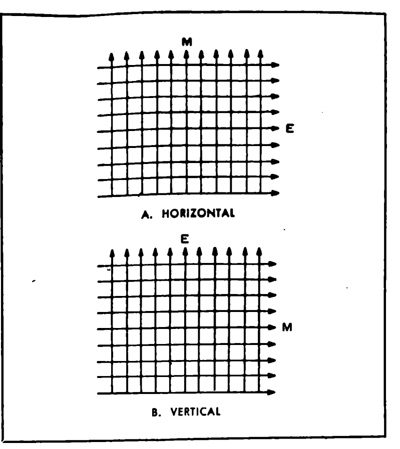
La potencia entregada a un componente cualquiera en cualquier momento, es la que suministra el otro componente. En este circuito tanque ideal el pico de amplitud de la oscilación permanece constante y no hay pérdidas de energía. La potencia total de disipación en un ciclo completo es, por lo tanto, igual a cero. La antena puede imaginarse como un circuito sintonizado y el campo magnético, que es directamente proporcional a la corriente, se puede utilizar para calcular la potencia disipada. Por lo tanto, el campo de inducción, en el cual los campos magnético y eléctrico están 90 grados desfasados en el tiempo, no disipan potencia. Cualquier potencia entregada al campo durante una parte del ciclo es devuelta durante la otra parte. Como se mencionó antes, el efecto del campo de inducción es despreciable a distancias mayores que unas pocas longitudes de onda de la antena. De este modo, en frecuencias elevadas, donde la longitud de onda es corta, el campo de inducción se extiende hasta unos pocos metros de la antena con efectividad. Sin embargo, en bajas frecuencias donde la longitud de onda es mucho más larga, el campo de inducción se hace evidente a distancias considerables.

En el campo de radiación, los campos eléctrico y magnético están en fase en el tiempo y, por lo tanto, se disipa potencia. Esta potencia, que se irradia hacia afuera de la antena, es comparable a la que se disipa en la resistencia de un circuito tanque práctico. Cuando se aplica a antenas, si la potencia se disipa en el circuito de antena, se dice que se consume en la resistencia de radiación. La *resistencia de radiación,* es la resistencia que disipa una magnitud equivalente de potencia. En el diseño de antenas la resistencia de radiación se hace tan elevada como sea posible, de manera que sea irradiada la mayor cantidad de energía. (En el estudio de los fundamentos de antenas, se presentará un análisis más detallado de la resistencia de radiación.)

Los campos de inducción y radiación no pueden existir separadamente con las formas actuales de antena. Puesto que el campo de inducción no sirve para ningún propósito útil con respecto a la transferencia de energía a las distancias de transmisión normales, son de interés fundamental las características del campo de radiación.

Polarización

El término *polarización,* cuando se aplica a las antenas, se refiere a la dirección de los campos magnético y eléctrico. Como se ha mencionado anteriormente, estos campos alrededor de un conductor irradiante existen cada uno en un plano particular como planos de onda y son perpendiculares entre sí. Se ha establecido que la polarización de una antena está determinada por la dirección del plano de la onda *eléctrica.* Una antena erigida de manera tal que el elemento irradiante sea horizontal con respecto a la superficie de la tierra produce un plano de onda como el ilustrado en A de la figura 9-4. Obsérvese que el campo eléctrico E es horizontal; por lo tanto, la antena se dice que está *polarizada horizontalmente.* Una antena erigida de manera que el elemento irradiante sea vertical con respecto a la superficie de la tierra, produce el plano de ondas ilustrado en B de la figura 9-4, y se dice que está *polarizada verticalmente.* Las polarizaciones horizontal y vertical son dos casos de una forma de polarización conocida como polarización *lineal.* El término *lineal* significa que (excepto la inversión de fase de 180 grados durante el ciclo), la dirección del campo eléctrico no varía. En otras palabras, el campo eléctrico de una onda polarizada horizontalmente permanece siempre horizontal, y el de una onda polarizada verticalmente, siempre vertical.



Nota: En nuestro país se usa para intensidad del campo magnético la letra *H* y no *M.*

Figura 9-4. Representación de los campos magnéticos y eléctricos en frentes de onda polarizados horizontal y verticalmente

Existe otra forma de polarización, la *polarización circular*, pero su aplicación está limitada a fines especiales. Esta polarización se emplea en algunos equipos de radar para disminuir la magnitud de la energía devuelta por la lluvia, niebla y formaciones de nubes. A fin de obtener un concepto de la polarización circular, supongamos que los planos de onda de la parte A de la figura 9-4 estén inclinados en un ángulo de 45 grados, como se indica en A de la figura 9-5, y además supongamos que, mediante algún recurso, es posible descomponer el campo eléctrico en sus componentes horizontal (E_H) y vertical (E_V), como se ilustra en B de la misma figura. Estas componentes estarán aún en fase, es decir que, medidas en un punto dado, tanto E_H como E_V tendrán la misma amplitud relativa en un momento dado. Si ahora una de las componentes se pudiera desplazar 90 grados en fase (un cuarto de longitud de onda), sería posible un nuevo tipo de polarización. Si se da por sentado que la componente horizontal E_H, ha sido retrasada 90 grados en fase, entonces, cuando E_V tiene la amplitud máxima, la de E_H es cero y viceversa. El vector E se muestra en la figura 9-6 para varias condiciones diferentes de E_H y E_V. La representación es una vista final del vector E resultante; debe visualizarse que estos vectores existen en diferentes momentos, moviéndose hacia atrás de la página. Para un observador parado en un punto y capaz de ver el campo eléctrico, éste se apreciaría como teniendo un movimiento circular de amplitud constante. El movimiento será en el sentido de las agujas del reloj y en el sentido opuesto, dependiendo ello de cuál sea la componente desplazada y la dirección del desplazamiento de fase.

En el desarrollo de una onda polarizada circularmente cualquier atenuación introducida por el dispositivo de desplazamiento de fase deberá producir el mismo efecto tanto en E_H como en E_V. Si

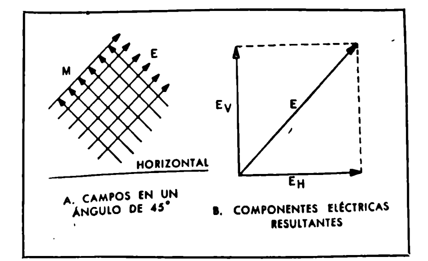


Figura 9-5. Componentes del campo eléctrico resultantes de una onda electromagnética oblicua

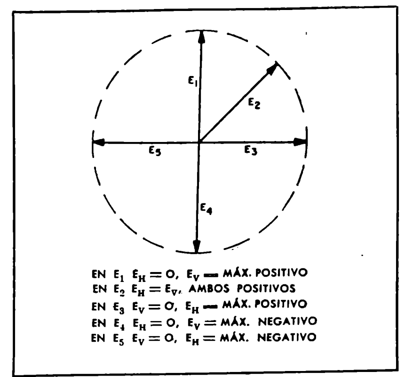


Figura 9-6. Direcciones sucesivas del campo eléctrico en un campo electromagnético polarizado circularmente

no se consigue esta condición, las amplitudes máximas de E_H y E_V no serán iguales y, como resultado, el campo eléctrico que vería el observador, variaría tanto en dirección como en amplitud y describiría una trayectoria elíptica. Este tipo de trayectoria da su nombre a una polarización conocida como *polarización elíptica*.

La polarización lineal es de máxima importancia para la transmisión de las ondas de radio con fines de comunicación. La elección de una onda polarizada horizontal o verticalmente para una aplicación particular, depende de la frecuencia de operación y de los efectos resultantes de los modos de propagación terrestre e ionosférico o espacial.

Propagación de la onda terrestre

Las ondas del campo de radiación de la antena se desplazan en el espacio en todas las direcciones. Aquellas ondas que se desplazan a lo largo de la superficie de la tierra, están generalmente afectadas por su presencia y las características del terreno, y reciben el nombre de *ondas terrestres*.

Anteriormente se consignó que el comportamiento de las ondas de radio es similar al de las ondas de luz. Del estudio de la luz se ha determinado que sus ondas pueden ser absorbidas, refractadas y reflejadas, y que el grado de absorción, refracción y reflexión depende del medio (aire, agua, etc.), a través del cual viajan y de la frecuencia de la onda. Estos mismos hechos son, en general, válidos para la propagación de las ondas de radio.

La porción de la onda del campo de irradiación que pasa a lo largo de la superficie de la tierra se llama *onda terrestre*. La facilidad con que esta onda puede viajar está afectada principalmente por las características de la superficie de la tierra y no por las condiciones cambiantes de su atmósfera superior. Los factores primordiales que determinan las características de transmisión de la onda terrestre son: su frecuencia, las diferentes condiciones de la superficie sobre la cual pasa y las condiciones de la baja atmósfera. La onda terrestre está integrada por tres componentes: una onda de superficie, una onda directa y una onda reflejada por la tierra, como se ilustra en la figura 9-7.

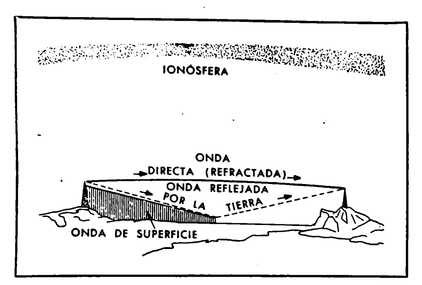


Figura 9-7. Componentes de ondas terrestres. Una onda terrestre irradiada desde una antena instalada sobre la superficie de la tierra sigue tres trayectorias de radiación: una, directa, hasta el lugar de recepción; otra, con una reflexión en la superficie y otra a lo largo del contorno terrestre.

Atenuación de la onda terrestre.

La superficie de la tierra se puede considerar como un conductor. Esta idea se apoya en los hechos. Se sabe que las ondas de radio se desplazan en los conductores, y puesto que las ondas de superficie se mueven a lo largo de la superficie de la tierra, es evidente que ésta debe tener algún grado de conductividad. Esta conductividad varía con la naturaleza del trayecto de conducción; de este modo, la atenuación de la onda de superficie debida a la absorción depende de la conductividad relativa de la superficie sobre la cual viaja la onda.

TABLA 9-2. CONDUCTIVIDAD RELATIVA DE DISTINTOS MEDIOS

Medio	Conductividad relativa
Agua de mar	Buena
Terreno plano arcilloso	Regular
Grandes masas de agua dulce	Regular
Terreno rocoso	Pobre
Terreno desértico	Pobre
Selva o jungla	Inutilizable

La tabla 9-2 presenta la conductividad relativa de diferentes tipos comunes de terrenos. De ella se desprende que la mejor transmisión de la onda terrestre se obtiene sobre el agua de mar. Este hecho ha sido probado en los comienzos del desarrollo de las comunicaciones radiales, cuando las ondas terrestres fueron las primeras en utilizarse extensamente para las comunicaciones de ultramar.

Para tener una comparación del alcance de transmisión sobre dos superficies distintas, obsérvese la figura 9-8. Esta figura muestra la efectividad relativa de la propagación de las ondas terrestres sobre la costa del Pacífico y sobre el océano Pacífico. Nótese las intensidades relativas de las señales de radio a distancias iguales sobre la tierra y sobre el agua.

A fin de alcanzar una mejor comprensión de los efectos de atenuación de la onda terrestre por la superficie de la tierra, consúltense los gráficos presentados en la figura 9-9. La intensidad de la onda de radio en diversos puntos respecto al lugar de emplazamiento del transmisor se puede medir con un instrumento de recepción diseñado para proveer indicaciones de medida de la intensidad de la señal. La *intensidad de campo*, como se la llama, de las ondas de radio se mide en microvolt por metro. La parte A de la figura 9-9 muestra la intensidad de campo, en función de la distancia al transmisor, de una onda terrestre sobre tierra, mientras en B se presenta la misma relación sobre agua. Los dos gráficos, además de indicar el mayor alcance de distancia que se puede obtener sobre agua, indican que el alcance de la onda terrestre disminuye a medida que aumenta la frecuencia de la transmisión.

Refracción en la baja atmósfera (refracción troposférica)

La onda directa que viaja sobre una trayectoria de línea óptica es refractada en la baja atmósfera debido a los cambios en la conductividad relativa (constante dieléctrica) de sus capas. La refracción es motivada, a menudo, por la presencia de grandes masas de aire frío y caliente cercanas entre sí, por el contenido de vapor de agua de la atmósfera y por diferencias bruscas de temperatura en la superficie de bancos de nubes, debidas a su calentamiento directo por los rayos del sol. La refracción debida a variaciones en densidad y con-

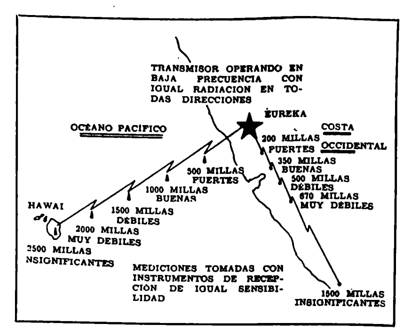


Figura 9-8. Efectividad de la propagación de la onda terrestre sobre la superficie de la tierra y del mar

ductividad relativas, depende también de la frecuencia de la onda; así, las ondas de baja frecuencia son refractadas en un grado mayor que las de frecuencias más elevadas. Este factor de refracción ofrece una explicación al hecho de que se consigan alcances considerablemente más extensos en frecuencias bajas en la transmisión de ondas terrestres, siendo que en frecuencias muy elevadas y ultra elevadas sólo es posible una leve ampliación del alcance de transmisión.

Consideraciones sobre FME y FUE (VHF y UHF)

Cuando se trata de frecuencias de FME y FUE, la componente de onda directa del campo irradiado tiende a desplazarse prácticamente sobre una *línea óptica*, con menor refracción debida a la baja atmósfera. No obstante ello, una porción del frente de onda rebota sobre la tierra a cierta distancia de la antena y es reflejada hacia arriba. La onda reflejada por la tierra se retrasa con respecto a la onda directa, llegando al punto de destino en momentos distintos. En puntos a cierta distancia, la onda reflejada llega 180° desfasada respecto a la componente directa y ocurre una anulación de la energía de la señal. Para reducir al mínimo los efectos de la onda reflejada por la tierra sobre el área de cubrimiento deseado será suficiente elevar la antena. Aumentando la altura de la antena, tenderá a disminuir el ángulo de fase entre las ondas directa y reflejada, que llegarán a un punto distante con un valor del mismo menor de 180°, lo

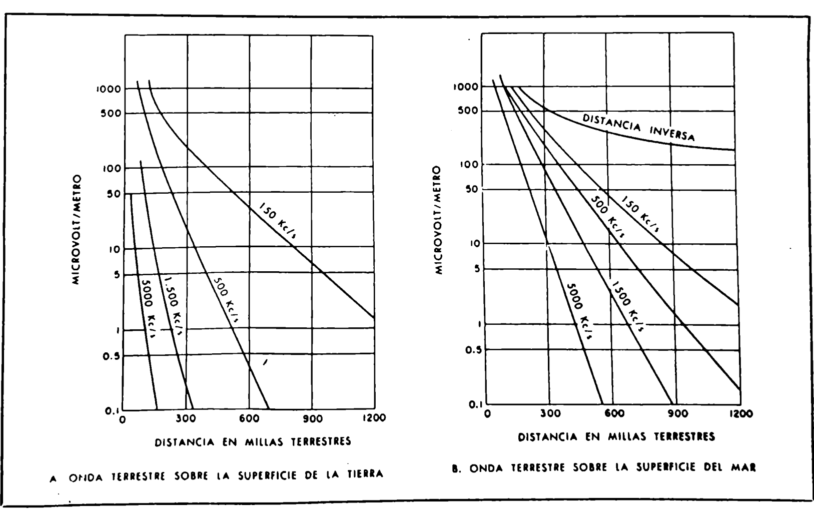


Figura 9-9. Comparación entre la intensidad de ondas terrestres sobre las superficies de la tierra y el mar, irradiadas por el mismo transmisor

cual reduce el grado de anulación de la señal o, lo que es lo mismo, aumenta efectivamente la intensidad de campo.

Como regla general, la intensidad de campo en FME y FUE aumenta directamente con el aumento de la altura de las antenas de transmisión y recepción, y como la raíz cuadrada de la potencia de la antena. La intensidad de campo disminuye como el cuadrado de la distancia entre las antenas de transmisión y recepción.

Puesto que la propagación de las ondas de radio en frecuencias por encima del rango de FME es, para todos los fines prácticos, la de la línea óptica, se debe prestar atención a las alturas de las antenas y a las distancias de transmisión con respecto a la superficie de la tierra. En la figura 9-10 se muestra una distancia de transmisión de línea óptica despejada de obstáculos. Esta distancia representa la componente de onda directa, sin tomar en cuenta la refracción causada por la baja atmósfera. La distancia directa desde la antena transmisora hasta el punto de intersección con la superficie de la tierra sobre terreno nivelado, se puede calcular mediante el empleo de la siguiente fórmula:

$$d = 1{,}23 \sqrt{h} \qquad (9\text{-}2)$$

Donde:

d = distancia al punto de intersección con la tierra, en millas.

h = altura de la antena transmisora, en pies.

1,23 = constante matemática derivada del radio de la tierra con respecto a puntos ubicados sobre su superficie.

Empleando estos mismos términos se utiliza otra fórmula para determinar la altura de la antena transmisora requerida para cubrir una distancia directa especificada de línea óptica:

$$h = \frac{d^2}{1{,}51} \qquad (9\text{-}3)$$

Debe recordarse que las dos ecuaciones dadas arriba se utilizan únicamente para calcular la distancia óptica o geométrica de la línea visual (como se ilustra en la figura 9-10).



Figura 9-10. Línea óptica o geométrica

En la transmisión de frecuencias en la banda FUE, se ha encontrado que las ondas de radio llegan normalmente hasta más allá del horizonte geométrico. Este alcance mayor se debe a una leve curvatura de las ondas de radio en la baja atmósfera, resultante del hecho que el índice de refracción de ésta (que no es uniforme) disminuye con la altura por las variaciones de humedad y temperatura. Para condiciones climáticas medias, el trayecto de una onda de radio puede representarse gráficamente como una línea recta, si el radio de la tierra se aumenta en un factor de 4/3 (1,33). Este factor, conocido como k, puede variar desde 1,1 para climas fríos y secos, hasta 1,6 en climas cálidos y húmedos. Sin embargo, a menos que sea especificado de otro modo, el valor de k es de 1,33. La utilización de este factor, en conexión con la altura de la antena y el radio de la tierra, dará la distancia aproximada del radio-horizonte (figura 9-11). Esta distancia aproximada sobre terreno nivelado, se puede calcular empleando la siguiente ecuación:

$$D = \sqrt{2hrk} \qquad (9\text{-}4)$$

Donde

D = distancia del radio-horizonte, en pies.

h = altura de la antena sobre el nivel del terreno circundante, en pies.

r = radio de la tierra, en pies.

k = 1,33

Puesto que el radio de la tierra es de aproximadamente 3.960 millas, 4/3 de este radio equivalen al valor rk o sea 5.280 millas ó 5.280^2 pies. Convirtiendo el valor D de pies a millas, ambos términos de la ecuación se dividen por 5.280; por lo tanto, la ecuación se puede simplificar:

$$D = \sqrt{2\,h} \qquad (9\text{-}5)$$

Donde:

D = distancia al radio horizonte, en millas.

h = altura de la antena en pies, sobre el nivel del terreno circundante.

Observando la figura 9-11 nótese la diferencia de distancias entre los horizontes óptico y de radio. El *radio-horizonte* es, para todos los fines prácticos, la distancia desde la antena transmisora hasta el punto donde las ondas de radio encuentran la superficie de la tierra. Se puede obtener una extensión del alcance de radio elevando la antena receptora sobre el nivel del terreno.

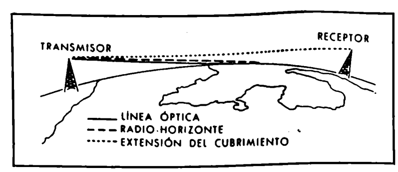


Figura 9-11. Cubrimientos de distancia en frecuencias ultra elevadas (FUE) (UHF)

El nomograma de la figura 9-12 se puede utilizar para determinar la máxima distancia de línea visual para radio que se puede obtener cuando las alturas de las antenas transmisora y receptora son conocidas o para determinar las alturas de las antenas cuando la distancia a recorrer es conocida. Las comillas sobre la palabra horizonte en el monograma, indican que cuando la antena receptora se eleva con respecto a la tierra, se establece un nuevo alcance de radio, pero éste no es en realidad el verdadero radio-horizonte. En el gráfico, la línea de guiones presenta un ejemplo

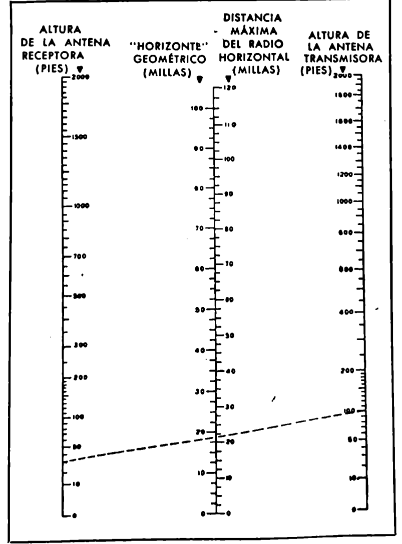


Figura 9-12. Alcances de transmisión en línea óptica

para alturas de antenas de 30 a 100 pies. Obsérvense las diferencias en distancias entre los "horizontes" geométrico y de radio.

En general, el campo de las radiocomunicaciones en distancias cortas está cubierto por las ondas terrestres de FME. En las frecuencias de 3 a 30 Mc/s, la transmisión de onda terrestre es práctica para alcances de 3 a 15 millas sobre tierra y aproximadamente 75 millas sobre agua.

En la transmisión sobre la línea visual de señales de FME, únicamente la componente de onda directa está considerada y comprometida. En los últimos años se ha puesto en duda la teoría corrientemente aceptada de que solamente es posible la transmisión hasta el radio-horizonte. Se ha encontrado que es posible la propagación de las señales de FME y FUE detrás del alcance de la línea visual. Los nuevos conceptos que explican este fenómeno se relacionan con la transmisión de las ondas de radio empleando técnicas de propagación por *dispersión* y de *ganancia de obstáculos.*

Propagación de ondas ionosféricas o espaciales

En lo tratado precedentemente sobre la propagación de la onda terrestre, nuestra atención se concentró sobre el movimiento de las ondas de radio en o cerca de la superficie de la tierra. Como se ha mencionado, las ondas del campo de irradiación de una antena se propagan por el espacio en todas direcciones. Ampliando este aserto, los campos de radiación se extienden verticalmente, horizontalmente y en todos los ángulos comprendidos entre estos planos (a no ser que el sistema de antena sea diseñado para ser directivo en un plano particular). La propagación ionosférica se relaciona con las ondas de radio que viajan desde la superficie de la tierra hacia el espacio. Algo de esta energía radiada sufre la influencia de la composición de los gases existentes en la atmósfera superior de la tierra, de manera que se refleja, vuelve hacia su superficie y puede ser captada por dispositivos de recepción. El material de estudio que sigue, explica los principios de la propagación ionosférica relacionada con la acción resultante de la atmósfera terrestre sobre la energía de radiofrecuencia transmitida.

La ionósfera y su composición

La atmósfera de la tierra está sometida a la radiación solar, lo que determina una ionización considerable de los gases que la constituyen. Estos gases son, principalmente, oxígeno, nitrógeno, hidrógeno y helio. La masa de oxígeno y nitrógeno

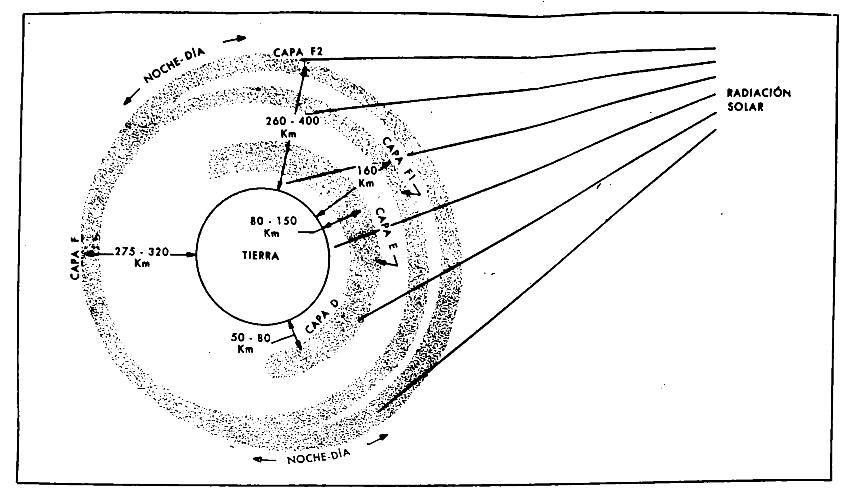


Figura 9-13. Distribución relativa de las capas de la ionósfera alrededor de la tierra

se extiende hasta aproximadamente 80 Km por encima de la tierra y está sumamente rarificada en las regiones más elevadas. Más allá de la región de oxígeno y nitrógeno yace la masa de hidrógeno y helio. La existencia de esta última ha sido verificada por el análisis espectrográfico de meteoros incendiados en la atmósfera terrestre y por cohetes de experimentación espacial.

La ionización comienza a una altura aproximada de 35 a 50 Km por encima de la superficie terrestre. En el proceso de ionización se producen iones positivos y negativos y también electrones libres. La densidad de estos electrones libres se cree que es el factor más importante que afecta la propagación ionosférica. Generalmente, la concentración máxima de electrones libres ocurre a una altura de alrededor de 400 Km por encima de la superficie terrestre *.

Se acepta generalmente que la ionización está distribuida en capas estratificadas como se describe en la figura 9-13. La *capa D* existe a alturas de 50 a 80 Km sobre la tierra durante las horas del día. Tiende a absorber las ondas ionosféricas de frecuencias inferiores a los 30 Mc/s. El efecto de absorción es particularmente pronunciado para las frecuencias debajo de 2 Mc/s.

La *capa E* es la región ionizada a una altura entre 90 y 150 Km. Su densidad de electrones más elevada está ubicada a una altura de 100 Km. La capa E se encuentra altamente ionizada durante las horas del día de manera que ocurre una elevada absorción de ondas ionosféricas por debajo de 1,5 Mc/s. Durante las horas de oscuridad, la densidad de electrones se reduce a lo suficiente como para permitir el pasaje de las ondas ionosféricas con una atenuación mínima.

La *región F* se extiende desde aproximadamente 160 a 400 Km por encima de la tierra, con dos capas bien definidas presentes durante las horas del día. La región inferior se llama *capa* F_1, mientras que la superior se denomina *capa* F_2. Sobre la superficie terrestre en oscuridad total, las capas F_1 y F_2 se unen para formar una capa única cuya máxima densidad ocurre a una altura de 320 Km por encima de la tierra, aproximadamente. Esta capa se denomina *capa F nocturna*. La capa F_2 tiene una densidad de electrones más elevada que cualquiera de las otras capas ionizadas.

Las capas ionosféricas se denominan frecuentemente capas de *Kennelly-Heaviside*, en honor de los dos hombres que fueron los primeros en lanzar la idea de la existencia de la ionósfera.

* N. del T. 1 milla terrestre = 1.609,34 metros
1 milla marina = 1.855 metros

Estas capas sufren variaciones considerables en su altitud efectiva, densidad de electrones y espesor, debidos principalmente a los grados variables de la radiación ultravioleta solar. Las perturbaciones solares, llamadas *actividad de manchas solares*, determinan las variaciones más grandes de la capa F_2. Estas perturbaciones ocurren en grado variable durante un ciclo de 11 años (mínimo en 1955, máximo en 1966). La figura 9-14 ilustra

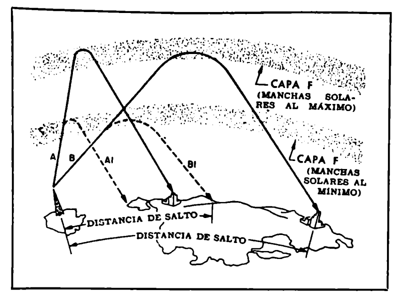


Figura 9-14. Efectos de las manchas solares en máxima y mínima actividad sobre la transmisión de las ondas de radio. (Nótese la variación de la distancia de salto con la de las condiciones de manchas solares)

los efectos sobre la capa F de las manchas solares máximas y mínimas con relación a la *distancia de salto* de la onda ionosférica. Cuando la actividad solar es máxima, existe una mayor concentración de radiación ultravioleta sobre la atmósfera terrestre. La posición de la capa F con respecto a la tierra está afectada también, pero en un grado menor, por variaciones diarias y estacionales que siguen una norma que hace posible su predicción.

Refracción de las ondas ionosféricas espaciales.

Las consideraciones anteriores dan una idea del medio que encuentran las ondas de radio en su travesía por el espacio libre. Estas ondas viajan en el espacio en línea recta, mientras el medio que van atravesando tiene una densidad constante. De este modo, cuando un frente de onda entra en la capa D, su trayectoria se altera inmediatamente. Las ondas de frecuencias bajas son fácilmente afectadas por esta capa de manera que se produce una dispersión del frente de onda. Consecuentemente, la mayor parte de la energía se disipa o es absorbida. Las ondas de alta frecuencia, sin embargo, no son tan fácilmente afectadas por la capa D; de aquí que continúen a lo largo de su trayectoria original hasta la capa E. Cuando el frente de onda de alta frecuencia penetra la capa E, comienza a seguir una trayectoria gradualmente curvada. La influencia del campo de electrones libres es tal, que la velocidad del frente de onda se reduce levemente, causando una refracción de la señal. Por lo tanto, la trayectoria del frente de onda se curva hacia la tierra, de modo que una energía considerable se devuelve como señal utilizable.

Si la frecuencia de las ondas de radio transmitidas verticalmente se va aumentando en forma gradual, se encontrará una a partir de la cual las ondas no serán refractadas suficientemente para curvar su trayectoria y ser devueltas a la tierra. En consecuencia, esas ondas continúan viajando hasta la capa siguiente o, en el caso de la capa F, hacia el espacio infinito, escapando de la tierra.

La frecuencia más elevada que se devuelve a la tierra cuando se transmite verticalmente bajo ciertas condiciones ionosféricas, se denomina *frecuencia crítica*. La frecuencia crítica variará con la hora del día, la estación y el ciclo de manchas solares, como se ha mencionado antes. La densidad de electrones libres, las alturas de las capas y la longitud de onda determinan el grado de refracción. En general, al bajar la frecuencia, la señal se refracta más fácilmente; a la inversa, al aumentar la frecuencia, el proceso de curvatura o de refracción se hace más difícil. En la figura 9-15 se muestra un

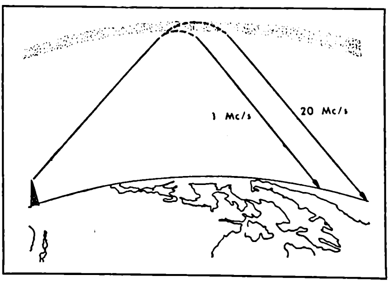


Figura 9-15. Relación entre la frecuencia de la onda irradiada y la refracción ionosférica

ejemplo de la refracción que ocurre en dos frecuencias diferentes. La capacidad de refracción de la ionósfera aumenta con la densidad de electrones libres. El grado de ionización es mayor en verano que en invierno y también durante el día que por la noche. Por lo tanto, de ello se desprende que la frecuencia crítica será más elevada y la más ele-

vada al promediar el verano. Frecuencias críticas anormalmente altas resultarán durante los períodos de máxima actividad solar.

Otro factor estrechamente relacionado con la frecuencia crítica es el *ángulo crítico*. Por encima de cierta frecuencia, las ondas transmitidas verticalmente no retornan a la tierra. Sin embargo, reduciendo el ángulo de propagación (el ángulo que forma la trayectoria de la onda con una línea tangente a la tierra en el punto de transmisión), una parte de las ondas de alta frecuencia serán devueltas a la tierra. El ángulo más elevado con el cual se puede propagar una onda y retornar todavía a la tierra desde la ionósfera, se denomina *ángulo límite* para esa frecuencia específica. A los fines del cálculo, el ángulo crítico es el que forma el frente de onda refractado tangencialmente hacia la superficie de la tierra, en su punto de incidencia en la ionósfera, con una línea extendida al centro de la tierra, como se indica en las figuras 9-18 y 9-19.

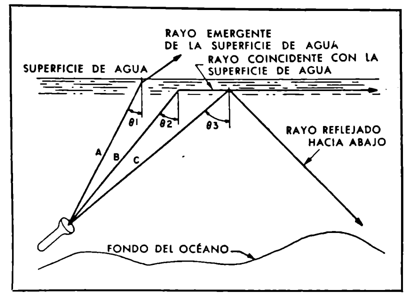


Figura 9-16. Analogía con la onda luminosa mostrando el efecto de la refracción y del ángulo crítico

La analogía con el rayo de luz de la figura 9-16 demuestra el concepto de ángulo crítico. La figura ilustra una fuente de luz ubicada muy por debajo de la superficie de una masa de agua. La luz del rayo A al pasar a través del agua sufre poca refracción. Inclinando la fuente de luz ligeramente a la derecha, el rayo B es refractado en una magnitud considerable y sigue por el borde de la superficie del agua. Inclinando aún más la fuente de luz hacia la derecha, el rayo C es reflejado y devuelto hacia el fondo.

La acción de una onda irradiada por una antena es similar a la arriba descripta, en tanto un frente de onda electromagnético que entra en la ionósfera es efectivamente retardado y sigue una trayectoria

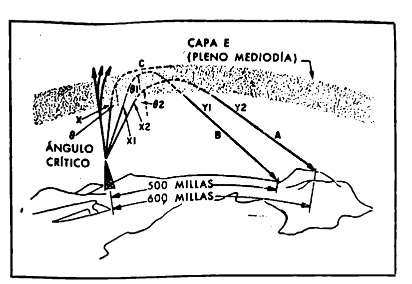


Figura 9-17. Ondas de radio que entran a la ionósfera con distintos ángulos, mostrando la profundidad de penetración y el grado de refracción (nótese que la onda A es refractada o curvada más gradualmente que la onda B. Las ondas se irradian hacia arriba y penetran en la ionósfera en los puntos X, X_1, y X_2. La onda A describe un arco mayor y, por lo tanto, regresa a la tierra a un punto más lejano que la onda B)

curva debido a la refracción, como se indica en la línea de puntos de la figura 9-17.

Máxima frecuencia utilizable (MUF)

De lo dicho hasta aquí, resulta evidente que para cada comunicación el problema radica en elegir la "frecuencia óptima". Observando la figura 9-18 se puede ver que, para una condición dada de la ionósfera, la distancia entre el transmisor y el punto al cual la onda retorna a la tierra depende del ángulo de propagación que, a su vez, depende o está limitado por la frecuencia.

La frecuencia más elevada que se devuelve a la tierra a una distancia dada es la *máxima frecuencia utilizable* (MUF) para esa distancia, y tiene un valor promedio mensual para cualquier

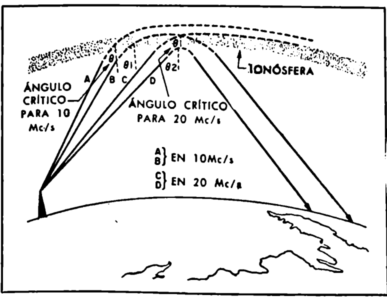


Figura 9-18. Relación entre la frecuencia y el ángulo crático y trayectoria resultante de la onda irradiada

época del año. La *frecuencia óptima de trabajo* (FOT) es la frecuencia de la cual puede esperarse una comunicación más eficaz. La operación en frecuencias cercanas a la MUF resultarán generalmente en comunicaciones excelentes sobre la mayor distancia posible.

Ha quedado establecido que los ondas por encima de la frecuencia crítica (f_c) que entran a la ionósfera con pendientes de ángulo cercanas a la vertical (ángulos más pequeños que el crítico), no serán devueltas a la tierra, sino que continúan viajando en el espacio disipándose en él. Ello no obstante, frecuencias superiores a la crítica pueden ser devueltas a la tierra si llegan a la ionósfera en un ángulo oblicuo o en un ángulo mayor que el crítico, como se ilustra en la figura 9-19. La máxima

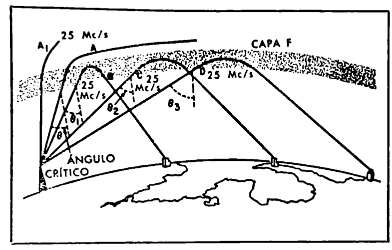


Figura 9-19. Onda de radio que entra a la ionósfera con distintos ángulos, mostrando su efecto sobre el alcance

frecuencia utilizable para cada capa en particular (E, F_1 o F_2) y el alcance de operación requerido se pueden determinar mediante la fórmula:

$$MUF = f_c \sec \theta \qquad (9\text{-}6)$$

donde:

F_c = frecuencia crítica
Sec θ = la secante del ángulo con el cual el frente de onda entra en la ionósfera.

Características de transmisión óptima.

Puesto que la mayoría de las comunicaciones a larga distancia se efectúan mediante métodos de transmisión de la onda ionosférica, se eligen las frecuencias óptimas de trabajo y los ángulos óptimos de irradiación. En la práctica, el ángulo de irradiación vertical es el ángulo prescripto por la porción de la onda electromagnética que proporciona las mejores características de transmisión en una frecuencia dada, con respecto a la tierra.

La tabla siguiente indica los ángulos de irradiación vertical aproximados, más convenientes para las ondas de radio de distintas frecuencias y para diferentes distancias entre los puntos de comunicación.

1,5 a 3 Mc/s	Bajos ángulos de irradiación para distancias largas. Ángulos de irradiación elevados pueden determinar la anulación de la recepción de la onda terrestre.
3 a 6,5 Mc/s	Buen retorno a tierra de la onda ionosférica con cualquier ángulo de irradiación. Se pueden utilizar ángulos elevados para distancias cortas o moderadas, pero para comunicaciones a larga distancia deben emplearse ángulos bajos de irradiación.
7 a 12 Mc/s	Ángulos de 45 a 30 grados para distancias cortas a moderadas. Ángulos más bajos para comunicaciones a larga distancia. Se pueden utilizar ángulos mayores de irradiación para superar las variaciones ionosféricas en el apogeo de las manchas solares.
13 a 30 Mc/s	No utilizables para comunicaciones a distancias cortas por propagación ionosférica. Cuando se opera en frecuencias de 13 a 16 Mc/s, el ángulo de máxima utilidad está alrededor de 30 grados. Cuando la frecuencia se eleva por encima de los 14 Mc/s, el ángulo de propagación se debe reducir de 20 a 10 grados en forma progresiva.

Distancia de salto.

De las diversas capas, D, E, F_1 y F_2 que componen la ionósfera, por la noche las capas D y E son prácticamente inexistentes y las F_1 y F_2 se combinan en una sola de altitud efectiva más reducida y también de menor densidad de electrones. Observando la figura 9-20 puede verse que los puntos desde los cuales regresan a la tierra las ondas que viajan por la ionósfera varían dependiendo ello de las capas existentes, de su altura y densidad, y del ángulo de propagación del frente de onda. Una onda de frecuencia y ángulo de propagación determinados será devuelta a la tierra a un punto más distante, si es reflejado por la capa F_2 en lugar de serlo por la capa E, como se indica en la figura 9-20. Por ejemplo, si una onda de 6 Mc/s con un ángulo de irradiación de 20 grados es de-

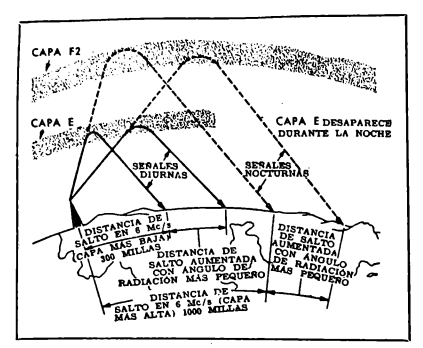


Figura 9-20. Señales diurnas y nocturnas con diferentes ángulos de irradiación mostrando el efecto sobre la distancia de salto

vuelta a un punto aproximadamente a 300 millas del transmisor por la capa E, durante las horas del día, la misma onda con las mismas condiciones puede ser devuelta por la capa F_2 a un punto de aproximadamente 1000 millas del transmisor durante la noche (suponiendo que la onda de 6 Mc/s no pudiera alcanzar durante el día la capa F_2, por la absorción de las capas D y E). La distancia entre el transmisor y el punto más cercano a donde una onda refractada utilizable es devuelta a la tierra, se denomina *distancia de salto.*

Otro término asociado con el salto de las ondas de radio es el de *zona de salto,* o zona de silencio. La figura 9-21 ilustra el área designada como zona

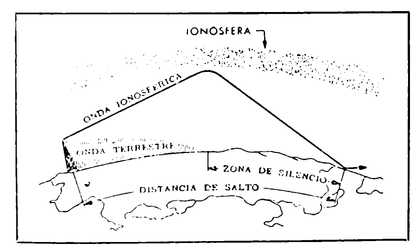


Figura 9-21. Zona de silencio

de silencio. Como puede verse, la zona entre el punto donde decrece la onda terrestre y el primer retorno de la onda ionosférica, está inhabilitada para recibir la transmisión.

Teniendo en cuenta que las ondas de radio se propagan en todas las direcciones del espacio, es posible obtener una condición donde la señal de la onda ionosférica sea devuelta como resultado de dos ángulos de radiación vertical distintos. Esta condición se ilustra en la figura 9-22. Las dos señales son reflejadas, no sólo por la ionósfera, sino también por la superficie de la tierra. El empleo de la onda espacial, de este modo, recibe el nombre de *transmisión por saltos múltiples.* La onda B está representada en una línea más gruesa con respecto a la onda A, para indicar la intensidad de señal relativa; a mayor cantidad de saltos, menor señal en el punto de recepción.

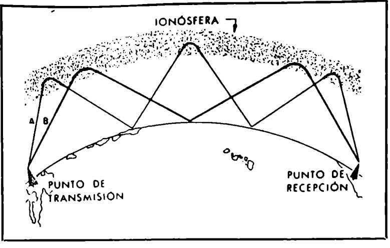


Figura 9-22. Transmisión por saltos múltiples

Desvanecimiento (Fading).

Cuando una señal recibida varía en intensidad durante un período de tiempo relativamente pequeño, el efecto es conocido como *fading* o *desvanecimiento.* Éste puede ser uno de los problemas más molestos que se encuentran en las radiocomunicaciones.

Existen varias condiciones posibles que pueden producir desvanecimientos. Éstos se pueden presentar en cualquier punto donde ocurra la reunión de la onda terrestre con el primer retorno de la onda ionosférica o espacial, como se ilustra en la parte A de la figura 9-23. En este caso, la onda terrestre y la onda espacial llegan al mismo punto; sin embargo, la onda ionosférica está desfasada 180 grados por la reflexión que ha sufrido, con respecto a la onda terrestre, lo que determina la anulación de las señales.

Otro tipo de "fading" prevalece en los servicios donde las ondas de radio se emplean para fines de comunicaciones. En la parte "B" de la figura 9-23 se muestran dos ondas espaciales que viajan sobre trayectorias de longitudes distintas, llegando así fuera de fase y determinando la anulación de la señal. Esta situación se presenta por reflexiones en dos capas ionosféricas.

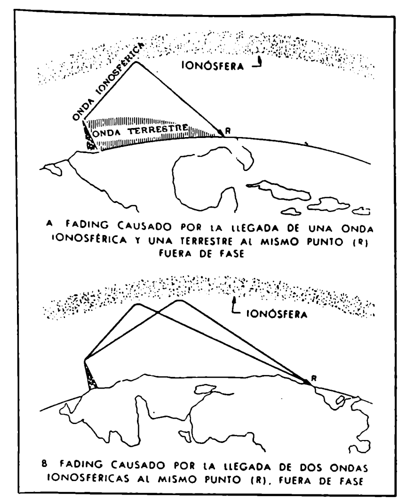


Figura 9-23. Causas del fading

Un método para superar el "fading" en canales de comunicaciones importantes, es el de instalar dos antenas que alimentan dos receptores, separadas por una o dos longitudes de onda y combinar la información resultante. Esta disposición de los equipos se conoce como "recepción diversity".

Propagación por dispersión ("scatter")

La propagación por dispersión de energía de radio utilizable ha sido posible gracias a los avances en el diseño de equipos de transmisión y recepción. La teoría relacionada con la dispersión de la energía de radio debida a irregularidades en la alta atmósfera se conoce desde hace varios años.

Esta dispersión de las ondas de radio ocurre debido a la acción de la tropósfera y de la ionósfera. Se ha determinado que el mayor porciento de energía dispersada se propaga hacia adelante, o sea en la dirección en la cual se irradia la energía electromagnética desde la antena transmisora. Puesto que las ondas de radio son dispersadas por la tropósfera y por la ionósfera y se propagan principalmente hacia adelante, se emplea comúnmente el término *dispersión troposférica* o *ionosférica adelantada.*

El empleo de la propagación por dispersión adelantada ha permitido redes de comunicaciones en la banda de FME para transmisión a larga distancia. Como se explicó al principio, se creía que las transmisiones en FME eran posibles únicamente a las distancias de alcance visual. La dispersión adelantada faculta la transmisión y recepción de señales de radio en la zona de silencio entre la onda terrestre y la primera reflexión de la onda espacial. El empleo de la dispersión troposférica hace posible la transmisión de frecuencias de FME y aún más elevadas, hasta 600 millas del lugar del transmisor; la dispersión ionosférica permite la transmisión de frecuencias en el extremo inferior de la banda de FME, sobre distancias que se extienden entre 600 y 1200 millas, aproximadamente.

Observando la figura 9-24 se puede obtener un concepto general acerca de la propagación por dispersión ionosférica. La figura representa una comparación entre la onda espacial de una transmisión convencional de onda corta, y los efectos de la propagación por dispersión. Obsérvese que empleando esta última, se puede recibir energía en un área que queda sin señal con la propagación ordinaria de la onda espacial. La zona de turbulencia de la baja atmósfera, como queda ilustrado, es la responsable de la dispersión de las ondas de radio, debido a la irregular variación de la ionósfera. Las ondas dispersadas van en todas las direcciones (fundamentalmente hacia adelante), algunas retornan a la tierra y otras siguen su viaje al espacio. La intensidad de la señal de la parte de las ondas dispersadas que retorna a la tierra es muy pequeña, comparada con la de una onda ionosférica reflejada. La utilidad plena de la propagación por dispersión adelantada se consigue en el presente, mediante el empleo de transmisores extremadamente potentes, sistemas de antenas de transmisión y recepción direccionales de alta ganancia y dispositivos de recepción muy sensibles.

Estas consideraciones son simplemente una introducción al tema propagación por dispersión y sus conceptos generales. Su estudio detallado está más allá del alcance y la intención de este texto.

9-3 FUNDAMENTOS DE ANTENAS

La introducción a la propagación de las ondas de radio presentó un método para la determinación de la longitud de onda, en metros, de cualquier onda alterna.

Si una antena se construye para que sea de la misma longitud física que la longitud de onda calculada, se dice que es de un largo de onda, o λ

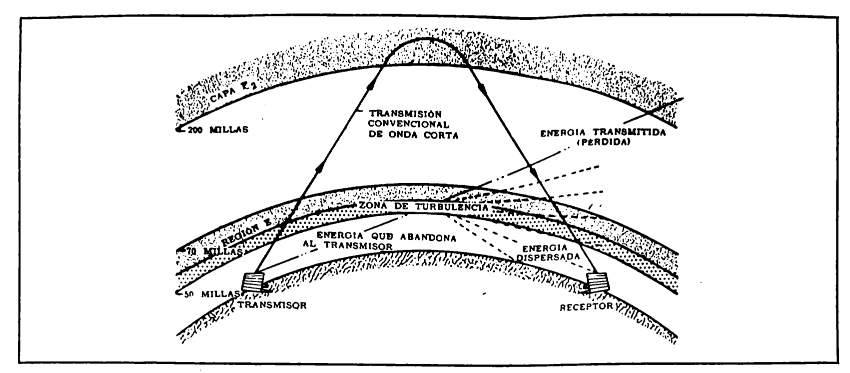


Figura 9-24. Comparación entre la reflexión ionosférica convencional y la dispersión ionosférica de las ondas de radio

(lambda), de la frecuencia deseada. Las antenas se pueden diseñar para que tengan una longitud equivalente a ½ longitud de onda (λ/2), un cuarto de longitud de onda (¼ λ) o cualquier otro submúltiplo de dicho valor. La fórmula para la determinación de la longitud de onda, o largo de la antena en pies, en lugar de en metros es la siguiente:

$$\text{Longitud de onda } (\lambda) \text{ en pies} = \frac{984}{\text{f (en Mc/s)}} \quad (9\text{-}7)$$

La función de la antena es la de transferir la radiofrecuencia generada por el transmisor en forma de onda electromagnética, a través del espacio. Una porción de la onda irradiada, en su viaje a través del espacio, es interceptada por una antena receptora y en ella se induce una tensión. La magnitud de la tensión inducida en la antena de recepción dependerá fundamentalmente de la intensidad de la onda irradiada, la que, a su vez, depende principalmente de la altura, longitud y corriente en la antena transmisora. Esta corriente en la antena de transmisión, para una frecuencia y potencia de entrada dadas, es máxima cuando su reactancia para esa frecuencia es aproximadamente nula. Cuando la condición antedicha existe, se dice que la antena es *resonante* a la frecuencia de la onda aplicada.

Conceptos básicos

Como se ha establecido antes, el efecto de la aplicación de una señal alterna a una antena es el de la formación de un campo magnético y de un campo eléctrico a su alrededor. También fueron explicadas las relaciones de fase resultantes referidas al circuito resonante. Ampliando esta idea, consideremos que la antena de media onda de la figura 9-25 está excitada por un transmisor ubicado en el extremo izquierdo de la misma. El desplazamiento resultante de los electrones en el conductor de la antena determina puntos de máxima tensión en los extremos y de máxima corriente en el centro. Consultando nuevamente la figura 9-2, este concepto coincide con el de la generación de los campos eléctricos y magnéticos. Retornando a la figura 9-25, las distribuciones de corrientes y tensiones están consignadas como *ondas estacionarias* de corriente y tensión; el punto de máxima corriente o tensión se llama *vientre* mientras que el de mínima se denomina *nodo.*

La antena de media onda mostrada en la parte A de la figura 9-26 tiene una onda estacionaria de corriente que corresponde a la de su resonancia. Si se duplica la frecuencia de la onda aplicada, aparecerán dos ondas estacionarias como las representadas en B de la figura, y se dice que la antena opera en su segunda armónica. Una antena

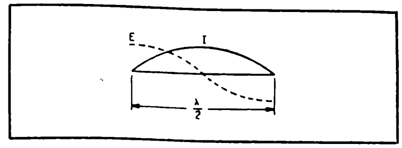


Figura 9-25. Ondas estacionarias de tensión y corriente sobre una antena de media onda

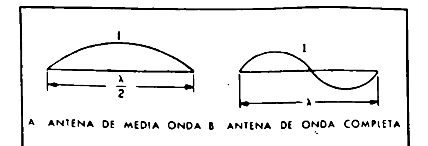


Figura 9-26. Onda estacionaria de corriente sobre antenas resonantes de media onda y onda completa

puede ser resonante en armónicas de varias veces la frecuencia fundamental, mientras que la onda reflejada sea devuelta en fase con el impulso de la onda de entrada procedente del transmisor. También resulta una condición de resonancia si se duplica la longitud de la antena.

Resistencia de antena.

Puesto que en la antena existe corriente, es evidente que se consume potencia y que, por lo tanto, el sistema tiene resistencia. La *resistencia de antena* está formada por *tres* tipos distintos de resistencia, cada uno de los cuales se mide en ohm. Ellos son: la *resistencia de radiación*, la *resistencia óhmica pura* de la antena y la *absorción dieléctrica*. La energía en forma de pérdidas de calor es disipada por la resistencia óhmica pura de la antena y la resistencia de escape de los componentes dieléctricos, que es de un valor extremadamente pequeño.

La energía disipada en la resistencia de radiación es la energía que se irradia como campo electromagnético. Esta resistencia no es mensurable con los medios comunes, tales como el óhmetro. La resistencia de radiación de una antena depende de su altura efectiva (en longitudes de onda), de su forma, y de la frecuencia de operación. Por lo tanto, su valor difiere de una a otra antena.

Para la operación correcta de un sistema de transmisión, la carga que la antena refleja sobre el transmisor debe adaptarse para la transferencia máxima de energía al espacio.

Impedancia de antena.

Toda antena en resonancia presenta una impedancia específica en cada punto a lo largo de su longitud. Esto puede verse fácilmente comparando los valores de tensión y corriente distribuidos a lo largo de una antena, como se muestra en la parte A de la figura 9-27. Puesto que la impedancia de cualquier circuito eléctrico es igual a la tensión dividida por la corriente, se puede construir la curva de impedancia representada en la figura. La impedancia más elevada ocurre donde la corriente es mínima y viceversa.

La distribución de tensión y corriente a lo largo de una antena en el espacio libre (una situación teórica), depende de que sea o no resonante a la frecuencia de la energía aplicada. Puesto que es imposible aislar por completo a la antena de tierra, objetos circundantes, etc., la distribución de corriente y tensión varía por los efectos inductivos y capacitivos introducidos. Esto, a su vez, varía los valores de impedancia a lo largo de la longitud de la antena.

El valor de impedancia representado en A de la figura 9-27 es el punto de baja impedancia de la antena de media onda. Este valor de 73 ohm se acepta, generalmente, como la resistencia de radiación de la antena de media onda en el espacio libre. La impedancia máxima de esta antena en sus extremos es de aproximadamente 2400 ohm. En la porción B de la figura 9-27 se muestra la curva de impedancia de una antena vertical de un cuarto de logitud de onda. El punto de baja impedancia está ubicado en el extremo representado como tierra y varía alrededor de los 36 ohm, mientras que el punto de alta impedancia (extremo abierto) es de aproximadamente 4.800 ohm. Es importante conocer la impedancia relativa de la antena a lo largo de la misma, a fin de conseguir la adaptación correcta entre ésta y el transmisor para una eficaz transferencia de energía. Por ejemplo, si la impedancia de salida de un transmisor es baja, la energía debe acoplarse a un punto de baja impedancia sobre la antena; este punto debe ser aquél en que existe la máxima corriente, y la antena será entonces un dispositivo alimentado en corriente.

Si la impedancia de salida del transmisor es alta, se debe elegir un punto también de alta impedancia sobre la antena; éste será también un punto de tensión elevada y por lo tanto la antena estará *alimentada en tensión.*

Diagramas o configuraciones de irradiación de antenas.

Los párrafos siguientes intentan visualizar el diagrama resultante formado por la energía electromagnética irradiada por la antena de media onda (o Hertz) y por la de cuarto de onda (o Marconi).

El diagrama de irradiación básico de una antena depende fundamentalmente de la distribución, a través de ella, de la corriente que, a su vez, está afectada por la longitud, altura, forma, polarización, etc. de la antena. Puesto que la distribución de la corriente a lo largo de la antena es desigual

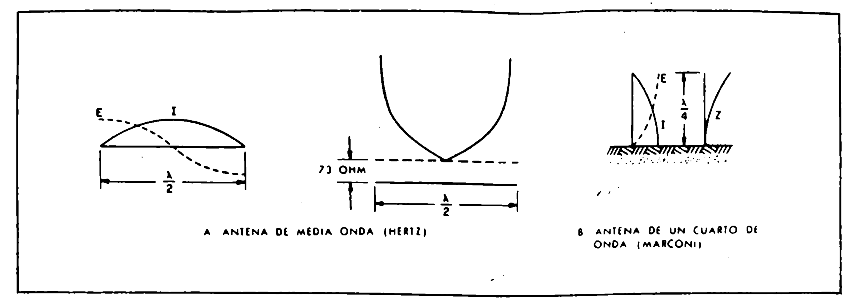


Figura 9-27. Distribución de corriente y tensión y curvas de impedancias correspondientes a las antenas de media y de cuarto de onda

la distribución de la onda electromagnética resultante en el espacio también lo es; la máxima intensidad se extiende desde los puntos sobre la antena donde la corriente es máxima, y la mínima intensidad desde donde la corriente es mínima. Esto conforma el diagrama de irradiación característico de cada tipo de antena de un solo elemento. Por ejemplo, la intensidad del campo irradiado para una onda única, por una antena de media onda polarizada horizontalmente, alimentada en tensión y ubicada en el espacio libre, es máxima en la dirección ab (como se ilustra en la figura 9-28 A y B), o amplia en el centro de la antena y mínima en las direcciones ac y ad en los extremos, correspondiente al vientre y a los nodos de la distribución de corriente. En las partes C y D de la figura 9-28, se ilustra en forma similar la distribución de corriente y el diagrama de irradiación correspondiente a una antena de media onda polarizada verticalmente en el espacio libre.

La intensidad relativa de irradiación en las porciones B y D de la figura 9-28 es proporcional a la longitud de la línea dibujada desde el centro al perímetro de la configuración. Las líneas ae y af en ambos casos indican puntos de menor intensidad que las líneas ab o ac.

Es importante recordar que la antena de transmisión simple irradia en todas las direcciones, pero con intensidades distintas en cada una de ellas. Los diagramas de irradiación de la figura 9-28 son solamente un corte transversal del diagrama completo real producido. La porción A de la figura 9-29 representa una vista de un corte transversal (despreciando los efectos de la tierra) del diagrama completo real, el cual toma la forma de una rosquilla.

Considerando todavía la condición en el espacio libre, si la longitud de la antena se aumenta a 1 ½ longitudes de onda (3/2), el diagrama de irradiación evoluciona a la forma que se muestra en B de la figura 9-29, debido a la suma de los vectores de las componentes de irradiación individuales de todas las porciones de la antena. Esto determina un cambio del ángulo de irradiación máxima que se mostró para la antena de media onda.

En la parte B de la figura 9-29 se hacen varias diferencias importantes en las características de la configuración del campo. La así llamada configuración de intensidad en forma de rosquilla, se remodela en tres envolventes o lóbulos. Los lóbulos mayores se han desplazado de la posición directamente lateral de la antena de media onda, a

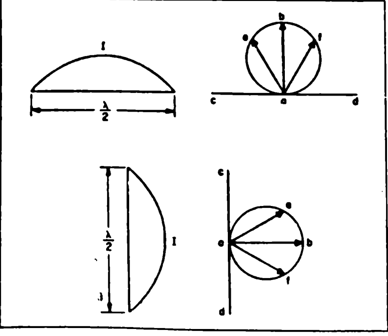


Figura 9-28. Diagramas fundamentales de irradiación

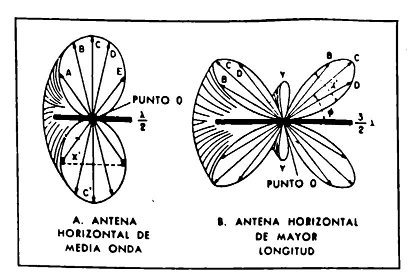


Figura 9-29. Sección transversal de un diagrama de irradiación

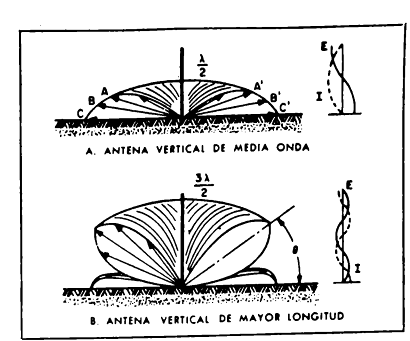


Figura 9-30. Sección transversal de un diagrama de irradiación

una dirección en un ángulo de aproximadamente 45 grados con respecto a la antena. El ancho x¹ del lóbulo mayor ha disminuido; además, el ángulo formado por las líneas OC, el punto de máxima intensidad, también ha decrecido. Obsérvese que cuando la longitud de onda de la antena se aumenta, aparecen lóbulos pequeños y aumenta la potencia en dirección de los lóbulos mayores; esto es un factor importante en el diseño de antenas. La capacidad de una antena de concentrar la potencia en una dirección dada se denomina *directividad*. En general, cuanto más angosto es el lóbulo mayor en ancho, su máxima (x') mayor es la directividad del diagrama irradiado. El aumento de la longitud de onda de la antena no es el único medio para obtener directividad, como se verá más adelante.

Las partes A y B de la figura 9-30 muestran el diagrama de irradiación de una antena de media onda polarizada verticalmente (despreciando los efectos de tierra), y la acción que resulta de aumentar su longitud. Nuevamente obsérvese que el aumento de longitud varía el ángulo de radiación del punto de intensidad máxima del lóbulo mayor.

En lo dicho previamente sobre el desarrollo de diagramas de intensidad de campo básicos, todas las descripciones fueron fundamentadas en el supuesto de que la antena se hallaba en el espacio libre. Es obvio que ninguna antena puede suspenderse en el espacio y que siempre está relativamente cercana a la tierra. La presencia de ésta determina la reflexión y absorción de la onda irradiada (conocidos como *efectos de la tierra*), modificando el diagrama de irradiación de la antena.

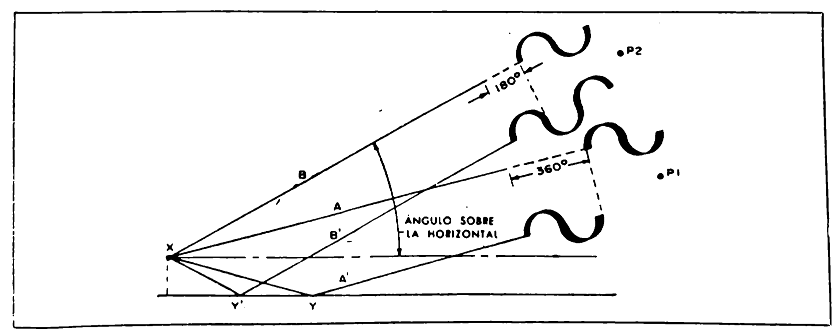


Figura 9-31. Energía de una señal de trayectoria multiple, mostrando la posibilidad de anulación con la variación resultante de intensidad de campo

La reflexión ocurre porque las ondas electromagnéticas abandonan la antena en ángulos tales, que parte de la radiación choca contra la superficie de la tierra. La figura 9-31 representa en qué forma las ondas resultantes irradiadas aparecerían en distintos puntos del espacio (P_1 y P_2), con respecto a sus relaciones de fase. De este modo, algunas señales se cancelan entre sí, mientras que otras se refuerzan merced a las reflexiones en la superficie terrestre.

La altura de la antena sobre la tierra determina en gran medida, la magnitud de la distorsión del diagrama en el espacio libre causada por los efectos de tierra. Los factores de reflexión terrestre de las antenas se representan gráficamente, por lo general, para indicar los diagramas de intensidad de campo relativa. La figura 9-32 ilustra dos diagramas típicos de intensidad de campo de una antena de media onda polarizada horizontalmente a un cuarto de longitud de onda por sobre la superficie de un terreno de conductividad perfecta. En A de la figura se representa la intensidad del campo vista longitudinalmente en la dirección de la antena, mientras que en B se ilustra como se la vería desde una dirección normal con respecto al alambre. Ubicando la antena en distintos puntos por sobre la superficie terrestre pueden resultar muchos tipos distintos de diagramas; en consecuencia, su utilización depende de cada aplicación específica.

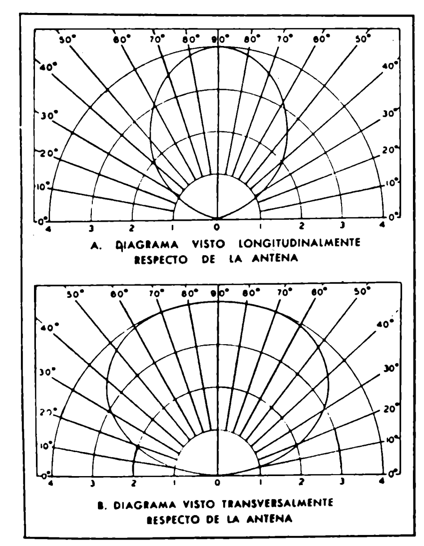


Figura 9-32. Corte vertical del diagrama de irradiación, de una antena horizontal de media onda colocada un cuarto por encima de un terreno de conducción perfecta

Los diagramas de irradiación recién estudiados suponen una antena de media onda alimentada en su extremo por el transmisor. Haciendo una nueva suposición consideremos que la antena se alimenta en un punto de baja impedancia. En la figura 9-33 se ilustra una antena común de media onda conocida como *dipolo*. La antena está dividida en el punto que corresponde a un cuarto de longitud de onda para facilitar su acoplamiento al transmisor en el sitio que corresponde a la máxima corriente. Obsérvese que las ondas estacionarias de corriente y tensión son, para todos los fines prácticos, iguales a las de la antena de media onda alimentada en el extremo. El dipolo de media onda tiene el mismo diagrama de irradiación (rosquilla) que el representado en la parte A de las figuras 9-29 y 9-30.

Otro tipo de antena utilizado a menudo es la antena vertical de un cuarto de onda. En A de la figura 9-34 se representan las ondas estacionarias de tensión y corriente de esta antena cuando está ubicada sobre un terreno de conductividad perfecta. Obsérvese que la tierra provee una imagen de un cuarto de longitud de onda, produciéndose, de este modo, una antena resultante que se parece efectivamente a un dipolo vertical de media onda. El terreno de conductividad perfecta se denomina *contraantena*. Muchas instalaciones de este tipo requieren el tendido de alambres en forma radial al centro de la base de la antena para asegurar un terreno de buena con-

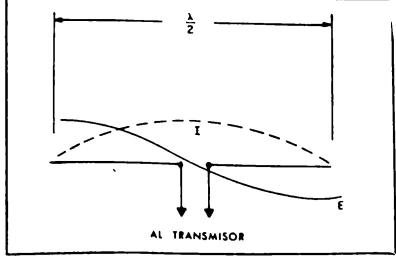


Figura 9-33. Dipolo de media onda

ducción. Con una contraantena que produce una imagen, el diagrama del campo resultante de la antena vertical de un cuarto de onda se ilustra en la parte B de la figura 34. Se puede hacer la comparación de los diagramas de la antena vertical de cuarto de onda con el de la antena vertical de media onda (parte A de la figura 30) y se verá que el ángulo de la intensidad máxima de irradiación con respecto a tierra de la primera (línea ab), es mayor que el de la segunda.

Los diagramas de radiación de diversas antenas múltiplos de las de media y un cuarto de longitud de onda ubicadas a distintas longitudes de onda por sobre el terreno, se pueden encontrar en casi todos los textos que tratan específicamente la teoría de antenas. La información que se ha presentado aquí apenas ha rozado superficialmente la teoría de antenas, pero es suficiente para la comprensión general de su funcionamiento y de los diagramas básicos de irradiación resultantes.

9-4 TEORÍA DE LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Antes de proceder al estudio de los diversos tipos de sistemas de antenas, sus rangos de frecuencia particulares y sus aplicaciones, es necesario explorar más de cerca la alimentación de la energía de radiofrecuencia a los fines de su irradiación, tal como se ha explicado en los principos de la propagación y fundamentos generales de las antenas.

La corriente en el elemento de antena produce el campo de irradiación resultante que se propaga en el espacio en la forma de onda terrestre o espacial. Puesto que la corriente de antena es factor tan importante, debe prestarse atención a los medios más eficaces para transferir la energía de radiofrecuencia desde el amplificador final de potencia del transmisor hasta la antena. El dispositivo que transfiere la energía de RF desde el transmisor a la antena se denomina *línea de transmisión*.

Las líneas de transmisión pueden adoptar uno cualquiera de estos tres posibles aspectos físicos: un simple conductor entre la salida del transmisor y la antena, un par de conductores uniformemente separados, o una línea coaxil. También se usan guías de onda como líneas de transmisión.

Independencia característica

Un principio básico de electrónica y electricidad establece que para la *transferencia máxima de potencia*, la impedancia de la carga debe ser igual a la de la fuente. Este principio se aplica también a los sistemas de antena como se ha establecido anteriormente. Remitiéndonos a la figura 9-35, el circuito de salida de un transmisor está adaptado a la impedancia de la línea de transmisión la que, a su vez, lo está a la carga que representa el dipolo de media onda. En este caso toda la energía enviada a la línea por el generador (salida del transmisor) es recibida por la carga, y no se refleja de vuelta de ésta sobre aquél. Esta condición es

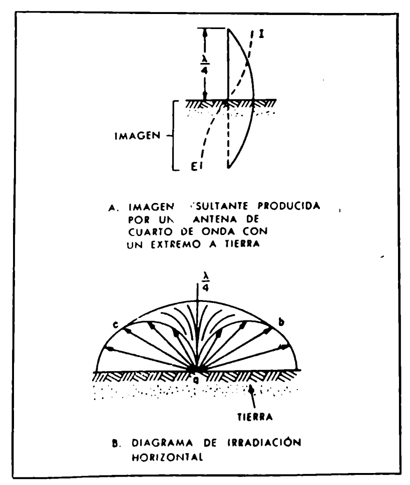


Figura 9-34. Imagen resultante y diagrama de irradiación de una antena vertical de un cuarto de onda

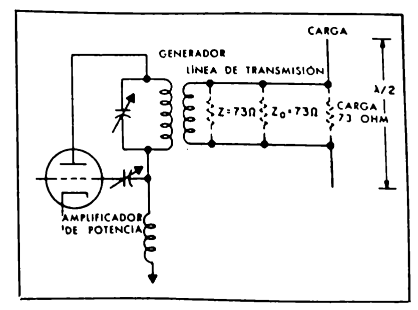


Figura 9-35. Adaptación de impedancias para máxima transferencia de energía

verdadera porque la impedancia de la carga es igual a la *impedancia característica* de la línea de transmisión. Toda línea de transmisión tiene cierta impedancia característica, generalmente designada Z_o. A fin de obtener una adaptación adecuada de impedancias entre el transmisor y la carga, es necesario el conocimiento de la teoría de las líneas de transmisión.

La que se presenta en la figura 9-35 es un par de conductores separados uniformemente. Estos conductores tienen determinadas propiedades de inductancia, capacitancia y resistencia. Se puede desarrollar la representación de una línea de transmisión tal como se ilustra en A de la figura 9-36. Las cualidades inductivas, capacitivas y resistivas de la línea se han representado uniformemente distribuidas a lo largo de su longitud, en razón de que sería incorrecto ubicar cantidades agrupadas en cualquier punto. Se representa también un generador conectado a una línea supuesta infinitamente larga (sin terminación), de la cual se ilustran tres secciones representativas. Considerando la primera sección, los conductores se representan como teniendo su inductancia y resistencia equivalente en serie; también el espaciamiento entre los alambres está representado por la capacitancia equivalente, y la resistencia de pérdidas del medio aislante. Se supone que la corriente en la línea produce, en cada pequeña sección de su representación, una caída de tensión debido a sus reactancias capacitiva e inductiva y a la resistencia óhmica. La caída de tensión en cada sección sucesiva es proporcionalmente menor, pero se mantiene una relación constante entre tensión y corriente (impedancia), como se ilustra en B de la figura 9-36.

En la línea infinitamente larga, finalmente, la impedancia se aproxima a un valor constante. Este valor final de impedancia, que "ve" el generador que "mira" hacia una línea infinitamente larga, es la impedancia característica de la línea. De esto se desprende que la impedancia característica de un línea finita es un valor definido.

La impedancia característica de las líneas de transmisión se puede calcular mediante el empleo de las siguientes fórmulas. Para las líneas del tipo bifilar la impedancia está determinada por:

$$Z_o = 275 \log_{10} \frac{2D}{d} \qquad (9\text{-}8)$$

donde:

Z_o = impedancia característica
D = espaciamiento de los conductores entre sus centros, en pulgadas
d = diámetro de los conductores en pulgadas

Para las líneas del tipo coaxil, la fórmula de su impedancia característica es:

$$Z_o = \frac{138}{e} \log_{10} \frac{D}{d} \qquad (9\text{-}9)$$

donde:

D = diámetro interior del conductor externo
d = diámetro exterior del conductor central
e = constante dieléctrica del material aislante

Comparando estas fórmulas, el factor principal (aparte del dieléctrico de la línea coaxil), es el espaciamiento entre los conductores, o sea la relación D/d. La impedancia característica se puede calcular fácilmente resolviendo las fórmulas da-

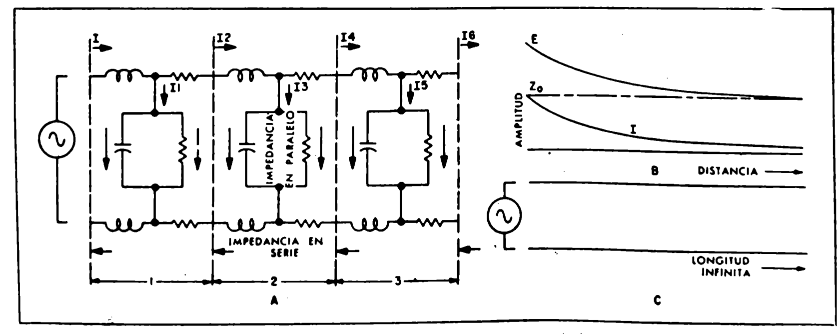


Figura 9-36. Circuito equivalente de una línea de transmisión y desarrollo de su impedancia característica

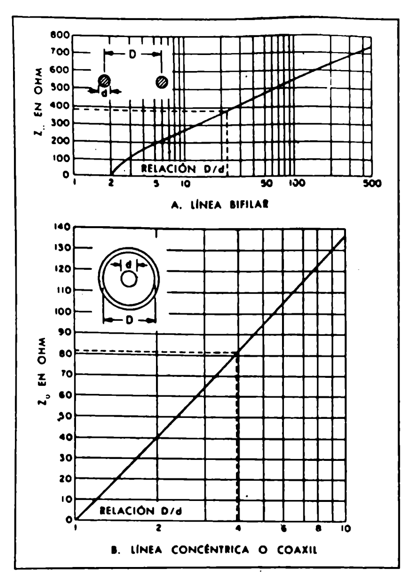


Figura 9-37. Gráfico para determinar la impedancia característica de líneas abiertas o coaxiles

das; también en los manuales de datos se proporcionan gráficos como el presentado en la figura 9-37 para su determinación, cuando se conoce la relación D/d. Como regla general, si el tamaño del conductor es grande con respecto al espaciamiento, Z_o es baja y viceversa.

Ondas estacionarias sobre las líneas de transmisión

Volviendo otra vez a la línea ilustrada en la figura 9-36, si ella estuviera terminada en algún punto de su longitud por una carga igual a su impedancia característica, cualquier onda de radiofrecuencia que se envíe a través de ella, llegará a la carga con la misma tensión relativa y ángulo de fase con que abandonó el generador.

Si la línea se termina con una carga distinta de su valor de impedancia característica, ocurrirá una desadaptación que resultará en la distorsión de la señal debido a cambios de fase. Esta desadaptación determina la presencia de ondas estacionarias de corriente y tensión en la línea.

Tal como se puntualizó en los fundamentos de antenas, las ondas estacionarias son un resultado de reflexiones de la potencia aplicada al extremo de la antena, combinándose en ella en forma tal, que se suman o restan de la energía aplicada. Además, la antena fue explicada como un circuito sintonizado o resonante a la frecuencia aplicada, que tiene ondas estacionarias de tensión y corriente. Sin embargo, las líneas de transmisión se clasifican como *sintonizadas* (resonantes) o *no sintonizadas* (no resonantes). Una *línea sintonizada* es aquélla que tiene ondas estacionarias debido a una terminación no adaptada; una *línea no sintonizada* es aquélla que no tiene ondas estacionarias y está terminada en su impedancia característica.

Puesto que la impedancia que presenta una antena es distinta para diferentes frecuencias, la condición de adaptación perfecta es posible únicamente en una frecuencia. En ella, la línea de transmisión es no sintonizada y es muy eficaz porque su irradiación es insignificante; estas líneas se utilizan extensamente en aplicaciones a frecuencias fijas.

La línea de transmisión del tipo sintonizado se utiliza ampliamente porque, en comparación con la línea no sintonizada, es simple de ajustar y proporciona una transferencia de potencia satisfactoria sobre una banda de frecuencia relativamente ancha. Además, las ondas estacionarias sobre la línea sintonizada que se conecta a una antena de acuerdo con las de ésta, hacen que la línea actúe en forma semejante a una extensión de aquélla.

Terminaciones.

Como ha quedado establecido, la línea de transmisión terminada en su impedancia característica no tiene ondas estacionarias. En la figura 9-38 se ilustran dos condiciones representativas de terminaciones en los extremos de las líneas de alimentación. En A de la figura se ilustra una línea abierta terminando en una impedancia extremadamente alta y en B, una línea en corticircuito terminando en una impedancia baja. Obsérvese que están presentes las ondas estacionarias de tensión a lo largo de la línea conjuntamente con sus variaciones de impedancia.

Del análisis cuidadoso de la figura 9-38 se habrán de recoger varias conclusiones muy importantes de las curvas de tensión e impedancia. Es de práctica común caracterizar a las líneas de transmisión de acuerdo con su terminación. Por esta razón, las indicaciones de longitud de onda en la figura están relacionadas con la terminación de la línea. En los puntos de media onda de la terminación el generador "ve" impedancias igua-

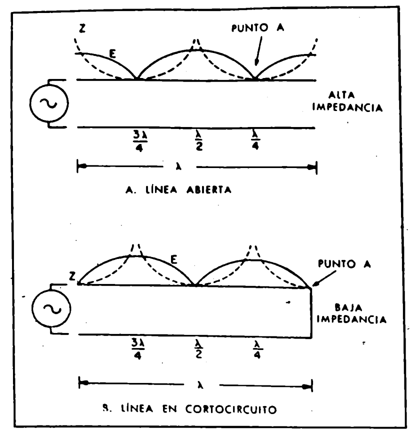


Figura 9-38. Curvas de tensión e impedancia en líneas de transmisión de onda completa a circuito abierto y en corto circuito

les. En la parte A de la figura, el generador "mira" a una alta impedancia como la que refleja la terminación de alta impedancia; sin embargo, si se desplaza al generador hasta el punto de media onda, éste encohtraría todavía una impedancia elevada. Comparando la parte A con la B, las ondas estacionarias de tensión están desplazadas en 90 grados en la dirección de la carga. Si por ejemplo fuera posible desplazar las ondas estacionarias de la línea abierta y luego cortocircuitar la terminación, el modo de tensión en A (parte A de la fig.) se desplazaría hasta A (parte B de la figura).

Considerando otra condición, si la línea de transmisión estuviera terminada en una carga resistiva pura cuyo valor fuera mayor o menor que el de la impedancia característica de la línea, las curvas de impedancia y de las ondas estacionarias de tensión aparecerán como se ilustran en la figura 9-39. Obsérvese que los máximos y mínimos (nodos) de tensión ocurren en los mismos puntos indicados en la figura 9-38 para líneas abiertas y en cortocircuito. Por lo tanto, una línea de transmisión terminada en una resistencia pura mayor que la Z_o de la línea, produce los mismos puntos de tensión e impedancia que una línea abierta, aunque los valores de máximo y mínimo se reducen. En forma similar, una terminación resistiva pura de un valor inferior al de la impedancia característica de la línea, la hace aparecer como una línea en cortocircuito con ondas estacionarias de amplitud reducida.

En aplicaciones prácticas, las líneas de transmisión se conectan a antenas que representan una carga resistiva (en su frecuencia de resonancia), o una carga reactiva (inductiva o capacitiva). El efecto de la reactancia inductiva o capacitiva en la carga de la línea de transmisión, es el de desplazar las ondas estacionarias sobre ella en una u otra dirección a lo largo de su longitud. El desplazamiento de fase resultante tiende a cambiar la impedancia de la línea "vista" por el generador. Este efecto se ilustra en la figura 9-40. La parte A de la figura representa la carga vista por un generador ubicado en varias fracciones de longitud de onda a lo largo de una línea de transmisión terminada en un circuito abierto. Obsérvese que el extremo abierto (o terminación de alta impedancia) está representado por un circuito resonante paralelo. Si el generador se ubica a ⅛ de λ del punto de terminación, verá una carga capacitiva, y a una distancia de ¼ de λ del punto de terminación, verá una carga resistiva representada por un circuito resonante serie. Las representaciones de cómo la línea de transmisión mira a un generador ubicado a varias longitudes de onda de una alta o baja impedancia de terminación, puede extraerse de un estudio atento de la figura 9-40.

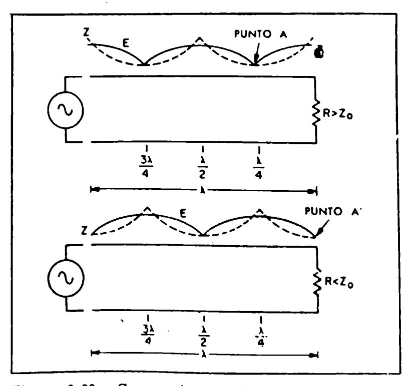


Figura 9-39. Curvas de tensión e impedancia sobre líneas de transmisión de onda completa con carga resistiva pura

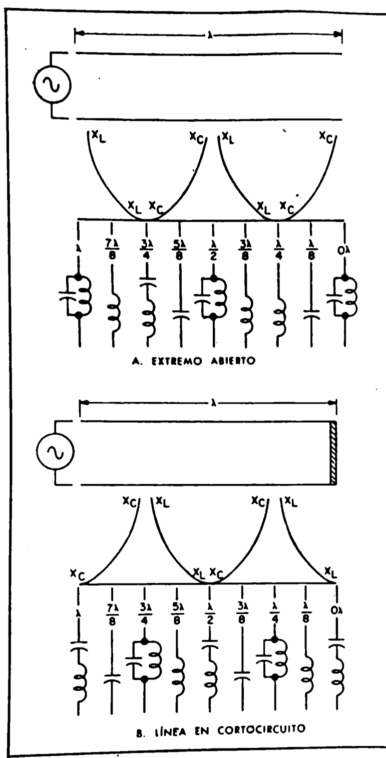


Figura 9-40. Impedancia equivalente vista desde un generador conectado en puntos intermedios a lo largo de una línea de transmisión de una longitud de onda a circuito abierto y en cortocircuito

Relación de ondas estacionarias.

En el tópico precedente, las ondas estacionarias y la impedancia resultante en diversos puntos a lo largo de una línea de transmisión, fueron representadas referidas a impedancias de terminación muy elevadas (abiertas) o muy bajas (en cortocircuito). En realidad, la impedancia de carga que ofrece la antena varía con el grado de desadaptación entre el generador y la línea, y entre la línea y la carga. Este grado de desadaptación se indica por la cantidad de las ondas estacionarias sobre la línea de transmisión. Dos instrumentos simples para la medición de ondas estacionarias de tensión o corriente en líneas bifilares se ilustran en la figura 9-41. Para determinar el grado de desadaptación de las líneas de transmisión, se utiliza la relación de ondas estacionarias. Esta relación se puede ilustrar como en la figura 9-42. La misma muestra una onda estacionaria de corriente cuyo vientre ($I_{max.}$) es de 1,5 ampere y cuyo nodo es de 0,5 ampere ($I_{min.}$). Sustituyendo estos valores en la fórmula siguiente, se puede calcular la relación de ondas estacionarias.

$$\text{ROE (S.W.R.*)} = \frac{I_{max}}{I_{min}} = \frac{1,5}{0,5} = \frac{3}{1} \text{ o 3 a 1} \quad (9\text{-}10)$$

Una ROE de aproximadamente 1,5 a 1 se considera como la de una línea no sintonizada o línea plana, capaz de la máxima transferencia de energía.

Empleo de las líneas de transmisión

Las líneas de transmisión se emplean para alimentar antenas, corregir desadaptaciones de impedancias y para actuar como transformadores elevadores o reductores.

Métodos de alimentación de antenas.

Los factores más importantes para la determinación del método de alimentación de una antena son: su tipo y su impedancia característica en resonancia. La distribución de las ondas estacionarias en una antena resonante determina las distintas impedancias existentes a lo largo de la misma. En la unión entre la línea de transmisión y el punto de alimentación de la antena debe efectuarse la equivalencia de impedancias.

Una línea de transmisión no sintonizada está terminada en forma correcta en la antena; por lo tanto, puede extenderse hasta cualquier longitud práctica y razonable entre el transmisor y la antena. La figura 9-45 representa una manera de alimentar una antena de media onda con una línea monofilar de alimentación. La figura muestra que la conexión desde el tanque simple o asimétrico, se lleva a un punto determinado (a la distancia D) desde el punto medio de la antena. Este punto representa la adaptación de impedancias correcta de 600 ohm aproximadamente. Obsérvese que la capacidad dada en líneas de puntos es la vía de retorno para la energía de RF.

* S.W.R.: standig-ware ratio. (N. del T.)

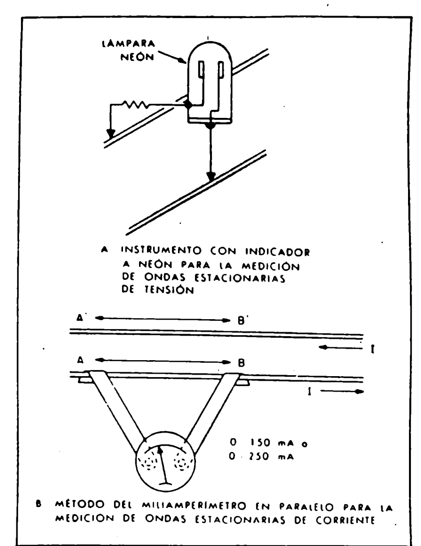


Figura 9-41. Dispositivos simples de medición de ondas estacionarias

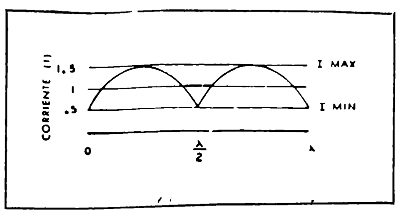


Figura 9-42. Determinación de la relación de onda estacionaria

Una línea aperiódica coaxil se puede conectar a una antena de media onda en forma similar a la representada en la figura 9-46. Como puede verse, la línea se adapta a la impedancia de la antena en un punto de alimentación a corriente; por lo tanto, la red de acoplamiento a la línea debe ser un circuito sintonizado serie a fin de permitir los ajustes para una adaptación exacta.

Las líneas sintonizadas se pueden convertir en no sintonizadas mediante técnicas de adaptación de impedancias. Supongamos que nos encontramos ante una situación en que los únicos materiales disponibles son una antena de media onda y una línea de transmisión de 600 ohm. La figura 9-47 ilustra el método adoptado para acoplar la línea a la antena. En muchos casos, el acoplamiento correcto se consigue por el método de prueba y error en la conexión de la línea a la antena para la máxima transferencia de energía.

Acoplamiento del transmisor a la línea.

Para transferir la energía del transmisor a la línea de transmisión se utiliza un circuito de acoplamiento. En la figura 9-48 se ilustran varios tipos comunes de redes de acoplamiento. Estos circuitos debieron ilustrarse en el estudio sobre las líneas de transmisión, pero se han agrupado aquí para mostrar sus aplicaciones. Con líneas no sintonizadas se utilizan circuitos de acoplamiento directo, inductivo y a eslabón. En su mayor parte son bastante críticos en su construcción puesto que no se incluyen componentes de compensación. Se pueden utilizar acoplamientos sintonizados en serie o en paralelo con líneas sintonizadas o no sintonizadas con entradas de baja o alta impedancia. Estos circuitos se pueden ajustar para compensar las variaciones de impedancia asegurándose de este modo la máxima transferencia de energía.

Para todos los fines prácticos, las líneas sintonizadas se conectan a la antena en el punto de impedancia máxima o mínima (punto de alimentación en tensión o corriente respectivamente). La línea sintonizada proporcionará eficaz transferencia de energía si se mantiene en la longitud de un largo de onda. Donde la longitud de la línea debe exceder de este valor se deben utilizar líneas no sintonizadas.

Una consideración importante en la construcción de líneas sintonizadas es la de mantener una simetría eléctrica y estructural a fin de asegurar que los puntos correspondientes de los conductores tengan campos opuestos de igual magnitud y resulten, por lo tanto, de una radiación mínima. En la figura 9-43 se ilustran dos métodos de alimentación de antenas de media onda que utilizan líneas de transmisión sintonizadas de media onda. En A de la figura, se muestra un circuito resonante serie como la impedancia que el transmisor ve mirando a una línea conectada a un punto de baja impedancia (corriente elevada) en el centro de la antena. El circuito de acoplamiento, integrado por los capacitores variables y la bobina, que recibe la energía del circuito tanque del transmi-

sor, se puede ajustar para proveer un balance correcto de la línea y también para hacerla resonar para corriente de antena máxima. El procedimiento de ajuste del circuito de acoplamiento se conoce como el de *cargar la antena* y generalmente está detallado en los manuales de mantenimiento de equipos. La parte B de la figura muestra la ali-

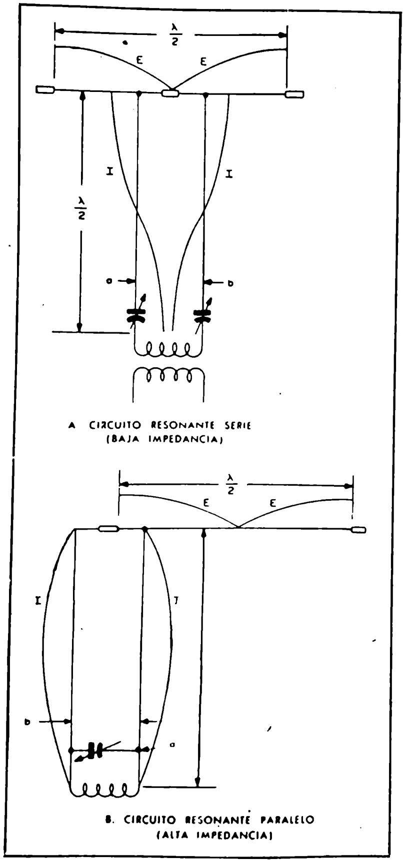


Figura 9-43. Métodos de alimentación de antenas de media onda con líneas de alimentadores sintonizados

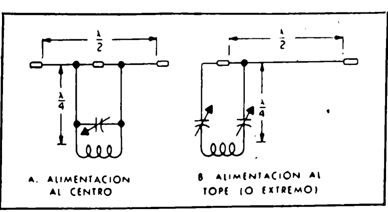


Figura 9-44. Métodos de alimentación de antenas de media onda con líneas sintonizadas de un cuarto de onda

mentación de una antena de media onda en un punto de alta impedancia (corriente baja).

La figura 9-44 muestra antenas de media onda alimentadas al centro y al tope o extremo empleando líneas sintonizadas de cuarto de onda. La antena alimentada en el centro, en A de la figura, tiene un circuito sintonizado en paralelo en el extremo de la línea de alimentación que corresponde al transmisor, el cual es efectivamente una alta impedancia. De este modo, la carga o centro de la antena que está a una distancia de un cuarto de longitud de onda, ve una baja impedancia y por lo tanto se realiza una adaptación aproximada.

La antena de media onda alimentada en el extremo, B de la figura, tiene un circuito sintonizado en serie o sea un circuito de baja impedancia en el extremo de la línea correspondiente al transmisor. Puesto que una línea de cuarto de onda invierte la impedancia, el extremo de la antena que mira a la línea ve una impedancia elevada y se obtiene, en consecuencia, una adaptación aproximada.

Líneas de transmisión como secciones adaptadoras.

Como ya se mencionó, las líneas de transmisión se pueden utilizar como dispositivos de adaptación de impedancias. Como tales, algunas veces se las denomina transformadores. Las secciones adaptadoras de cuarto de onda se pueden utilizar si se conoce la impedancia de la línea y la impedancia de entrada de la antena y ésta es resonante en la frecuencia de la onda de radio que la excita. Una sección de línea de transmisión de cuarto de onda especial, llamada comúnmente *sección Q*, se inserta entre la línea de alimentación original y la antena, como se ilustra en la figura 9-49. Otro tipo común de dispositivo de adaptación incorpora una sección de línea de cuar-

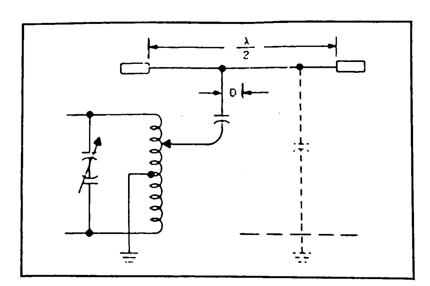


Figura 9-45. Método de alimentación fuera del centro de una antena horizontal de media onda con un conductor simple no resonante

to de onda construida con precisión, cortocircuitada en un extremo, y con una de las ramas del otro conectada al extremo de la antena, como se indica en A de la figura 9-50. Los alimentadores de la línea de transmisión se fijan a lo largo de la sección adaptadora de cuarto de onda en los puntos que proporcionan la adaptación correcta de impedancia. Cuando se la emplea de esta manera, la sección de cuarto de onda recibe el nombre de *sección de adaptación* (stub-matching). Este sistema de adaptación se puede utilizar también para acoplar el dipolo de media onda alimentado al centro a una línea de transmisión de alta impedancia, como se indica en B de la figura. Estas dos secciones de adaptación se pueden considerar como transformadores elevadores y reductores respectivamente, puesto que la Z baja (en la parte A) representa un punto de baja tensión y corriente elevada y la Z elevada (en B) representa un punto de alta tensión y corriente baja.

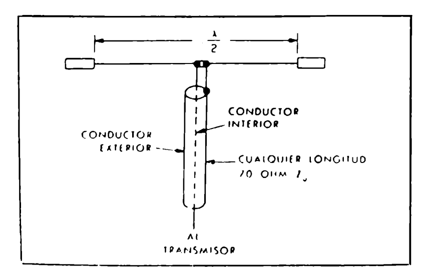


Figura 9-46. Método de alimentación al centro de una antena de media onda con una línea coaxil

9-5 TIPOS DE ANTENAS

Existen numerosos tipos de sistemas de antena utilizados para comunicaciones y otras aplicaciones. Los sistemas de antena se diseñan para obtener eficiente funcionamiento en varias frecuencias y para áreas de cubrimiento diferentes. Algunos sistemas de antena proporcionan irradiación de energía en todas las direcciones desde el emplazamiento del transmisor, mientras que otras disposiciones se hacen direccionales para dirigir la energía de radio a una región específica.

En los párrafos subsiguientes se presentan muchos de los diversos tipos de antena posibles. Estas antenas se clasifican en los tipos normales para frecuencias bajas, altas y muy altas.

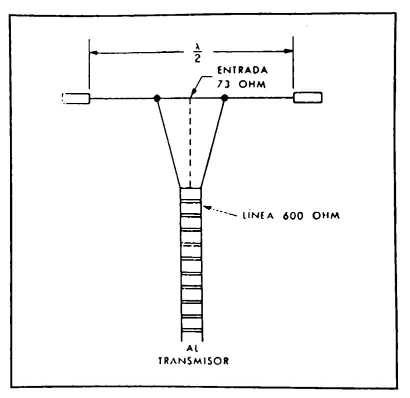


Figura 9-47. Adaptación de impedancias de una línea de alta a una entrada de baja impedancia

Antenas para frecuencias bajas.

Las antenas para frecuencias bajas son aquéllas que sirven para la banda comprendida entre 0,01 y 3 Mc/s. Existen tres tipos más comunes que se describen más abajo.

Antenas de torre vertical.

La torre o mástil vertical como irradiante es la antena del tipo Marconi, cuyo longitud es de aproximadamente un cuarto de onda. En este tipo de antena la estructura de la torre en sí misma, o bien un alambre vertical suspendido dentro de la misma, constituye el elemento irradiante. La figu-

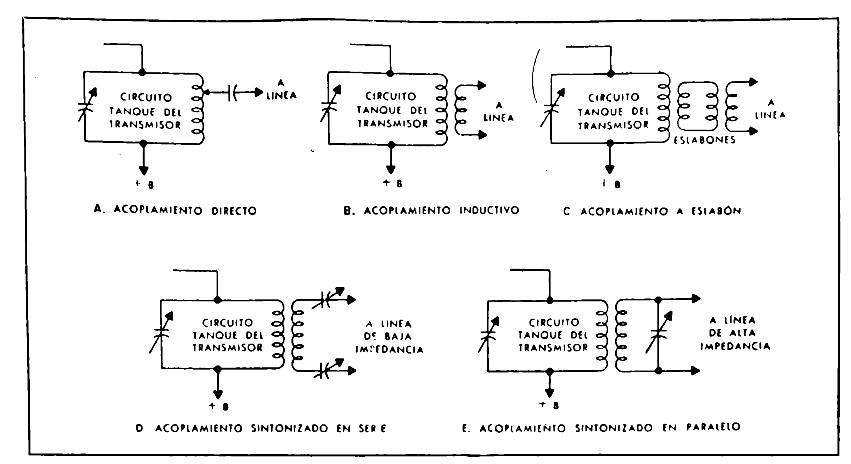


Figura 9-48. Métodos típicos de acoplamiento

ra 9-51 ilustra las instalaciones típicas de torres irradiantes. Estas antenas se utilizan por lo general en la banda de frecuencias de 0,01 a 2 Mc/s, que cubre la banda normal de radiodifusión comercial de MA y sirve también para el rango asignado para fines de radionavegación en frecuencias bajas. La altura de estas torres de cuarto de onda varía aproximadamente desde 200 metros en 410 Kc/s hasta 50 metros en 1500 Kc/s.

Para este tipo de irradiante generalmente se emplean dos tipos de métodos de alimentación. En A de la figura 9-61 se ilustra una torre alimentada en paralelo con su base conectada eléctricamente a tierra. Uno de los alimentadores se fija a un punto de impedancia adecuada sobre la torre. La alimentada en serie, en B de la figura está aislada de tierra y la energía de RF se aplica entre la antena y tierra. Las antenas de mástil vertical proporcionan cubrimiento omnidireccional.

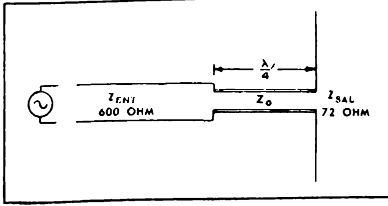


Figura 9-49. Acoplamiento de barras con sección Q

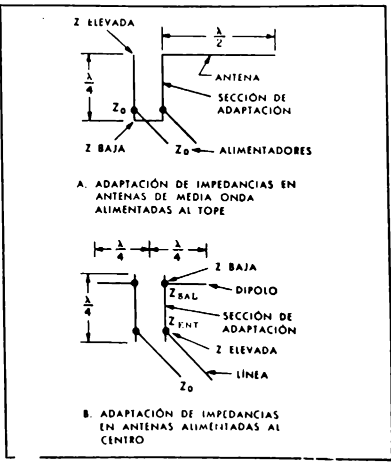


Figura 9-50. Empleo de secciones correctivas (stub) para adaptación de impedancias

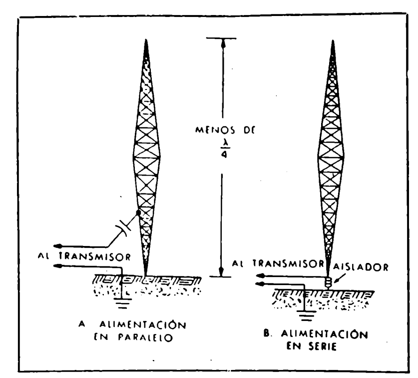


Figura 9-51. Antenas de torres verticales

Antena monofilar en L invertida.

La antena monofilar en L invertida es en realidad una antena vertical en una disposición de extremo superior plegado. Este tipo se ilustra en la figura 9-52. Una disposición así es excelente para aumentar la altura efectiva (eléctricamente) de la antena mediante el aumento de la altura del vientre de corriente. Las antenas de este tipo se denominan comúnmente *irradiantes de cima plana* o *cima cargada*. El diagrama del campo resultante es omnidireccional.

La antena L invertida se utiliza por lo general en instalaciones fijas para la transmisión de señales de radioteletipo y radiotelefonía en el rango de frecuencias de 300 Kc/s a 3 Mc/s.

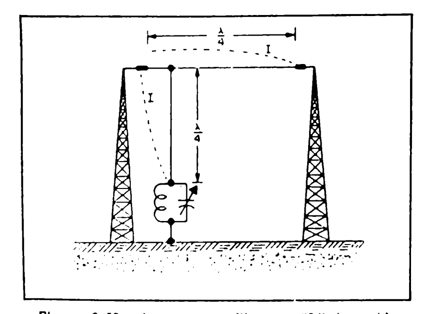


Figura 9-52. Antena monofilar en "L" invertida

Antena Beverage o de onda larga.

La *antena Beverage o de onda larga* que se ilustra en la figura 9-53, se puede utilizar para transmisión y recepción de energía de radiofrecuencia en el rango de frecuencias bajas para comunicaciones a larga distancia. Este tipo de antena se termina en su impedancia característica, lo cual produce el diagrama de irradiación de impedancia unidireccional del tipo de lóbulo que se ilustra en la figura. La polarización resultante de la antena de transmisión es una onda polarizada horizontalmente. Un requerimiento para que esta antena tenga buena directividad es el de su construcción sobre terreno de pobre conductividad.

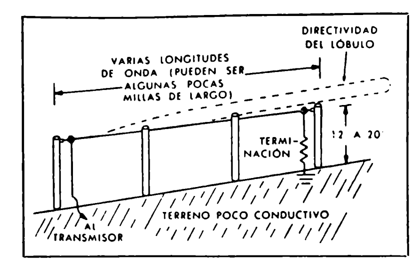


Figura 9-53. Antena Beverage o de onda larga

Antenas para frecuencias elevadas

El rango de frecuencias elevadas cubre la banda comprendida entre 3 y 30 Mc/s. Se emplean generalmente tanto antenas horizontales como verticales. En los casos de antenas horizontales, se las ubica en un punto de más de un cuarto de onda por sobre la superficie terrestre, con diversos grados de directividad. Las antenas verticales, en su mayoría, utilizan el terreno como una parte integrante del sistema. Existen muchas disposiciones de antena que se utilizan en las aplicaciones en frecuencias elevadas; en los párrafos subsiguientes habrán de tratarse varias de ellas.

Antenas verticales.

Las antenas verticales para el espectro de frecuencias elevadas se pueden construir en forma similar a las de torre o mástil utilizadas en aplicaciones de frecuencias bajas. Pueden tener una longitud igual a un cuarto de onda o algún múltiplo o fracción de cuarto de onda. La antena de varilla

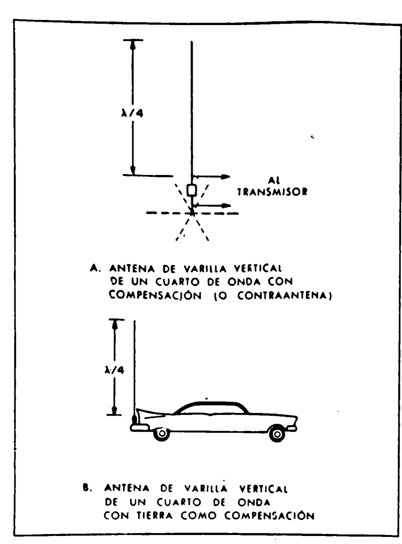


Figura 9-54. Antenas de varillas

vertical de frecuencias elevadas para su utilización móvil o permanente se ilustra en la figura 9-54. En aplicaciones sobre vehículos se utiliza un principio que es común a todas las antenas verticales. Esto es, si su longitud física es menor que un cuarto de longitud de onda en la frecuencia de operación, reflejará una carga capacitiva. Para compensar esto, se conecta en serie con la antena una

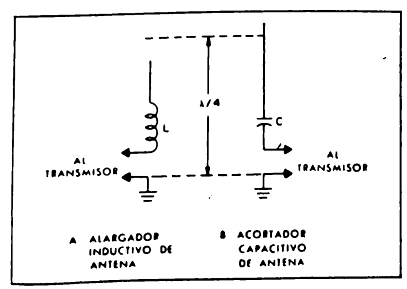


Figura 9-55. Métodos para obtener la longitud efectiva deseada para antenas verticales

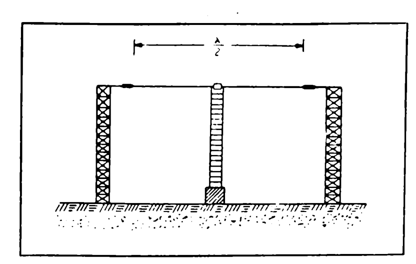


Figura 9-56. Antena doblete

inductancia de valor adecuado para anular o hacer resonante la carga capacitiva; de este modo se aumenta su longitud efectiva permitiendo una eficiente operación de la misma (ver parte A de la figura 9-55). Si la longitud física de la antena es demasiado larga, reflejará una carga inductiva; por lo tanto, para acortar eléctricamente la antena, se inserta en serie con ella una capacitancia. como queda ilustrado en B de la figura 9-55.

La antena doblete.

La *antena doblete* que se muestra en la figura 9-56 es, simplemente, una antena dipolo de media onda alimentada en el centro y polarizada horizontalmente. Esta disposición se puede utilizar tanto para transmisión como para recepción. El diagrama de irradiación es bidireccional, a ambos

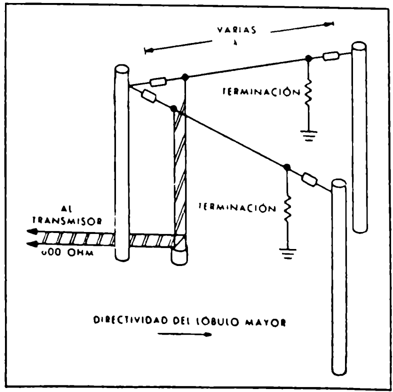


Figura 9-57. Antena tipo "V"

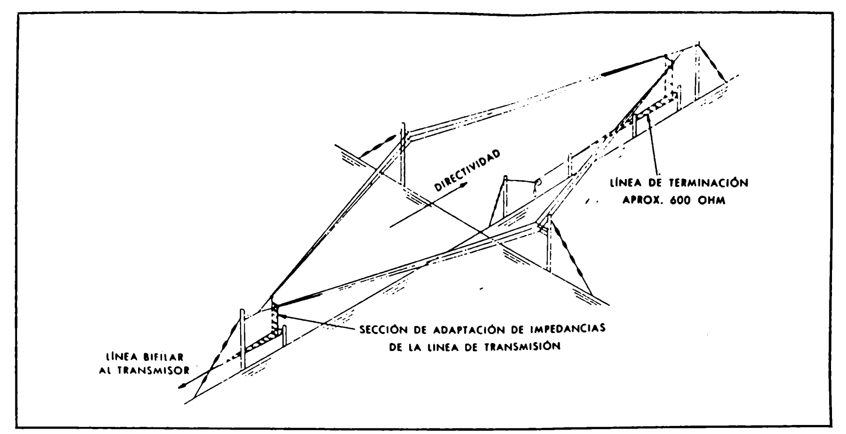


Figura 9-58. Instalación de antena rómbica completa

lados de la antena. Las antenas de media onda de este tipo se utilizan en la banda de 2,5 a 20 Mc/s Kc/s hasta 50 metros en 1500 Kc/s.

La antena en "V"

La *antena en V* es en realidad, una modificación de la antena de onda larga. En la figura 9-57 se ilustra una antena en "V" típica, terminada. Este tipo de antena se utiliza por lo general cuando la frecuencia de transmisión o recepción está en la banda de 3 a 30 Mc/s. Las dos ventajas que distinguen a esta antena son la ganancia relativamente elevada y la buena directividad del diagrama de irradiación resultante. El ángulo del vértice debe ser de 60 grados aproximadamente cuando la longitud de las ramas es de 3 largos de longitud de ondr; esto resulta en un lóbulo de un ancho de 23 grados en los puntos de media potencia.

La antena rómbica.

La antena *rómbica* y sus variantes, es una configuración ampliamente utilizada en la banda de frecuencias elevadas y aun en el extremo inferior de la banda de FME (70 Mc/s). Esta antena es capaz de operar sobre una banda relativamente ancha de frecuencias con una directividad excelente en la dirección de su terminación. Esta configuración de antena se utiliza para aplicaciones de larga distancia. En la figura 9-58 se ilustra la disposición de una antena *rómbica completa.*

Antenas para FME y FUE (VHF y UHF)

Las antenas para frecuencias muy elevadas y ultra elevadas operan en la banda muy por encima de 30 Mc/s. Estas antenas se ajustan a los tipos estudiados con anterioridad en lo que respecta a las disposiciones horizontales y verticales. Como se sabe, en la banda de FME y por encima de ella, la transmisión y recepción de las ondas de radio está restringida, para todos los fines prácticos, al

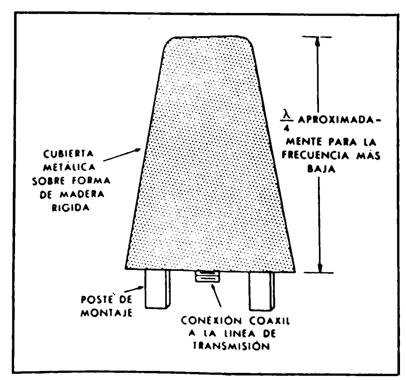


Figura 9-59. Antena vertical tipo pala

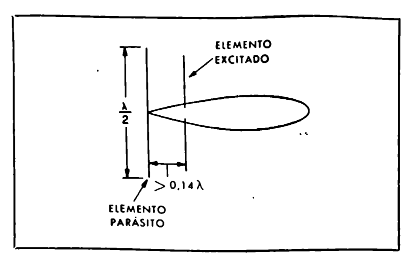


Figura 9-60. Empleo de elemento parásito o reflector para reforzar la energía de RF en dirección al elemento excitado

alcance visual. Por lo tanto, esta limitación es un factor que concurre al diseño de las antenas de recepción y tranmisión. El tamaño físico total de las antenas que operan en esta banda de frecuencias es pequeño debido al hecho de que la longitud de onda es extremadamente corta en comparación con las ondas largas de las frecuencias bajas.

Antenas verticales.

Las antenas verticales para la banda de FME aparecen físicamente similares a las varillas ilustradas en la figura 9-54, excepto en que su longitud es apreciablemente menor. Muchas veces la antena *de varilla* o de *pilar* para instalaciones móviles se monta en el techo del vehículo, convirtiéndolo en la contraantena del sistema omnidireccional.

Otro tipo de antena vertical utilizado con frecuencia es la tipo "*pala*" que se ilustra en la figura 9-59. Esta antena utiliza una hoja de metal en forma de pala como elemento irradiante en lugar de un trozo recto de alambre. El resultado de esta

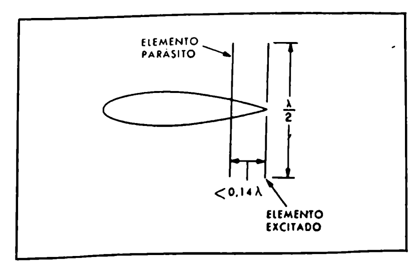


Figura 9-61. Empleo de un elemento parásito o director para reforzar la energía de RF en dirección al elemento parásito

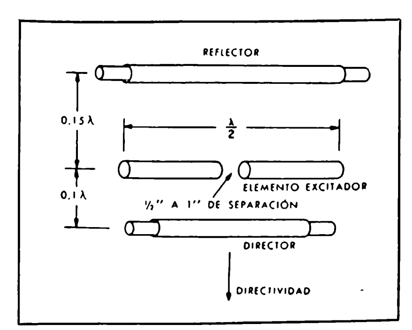


Figura 9-62. Disposición física del conjunto de tres elementos

construcción es el de una característica de ensanchamiento de banda que permite el empleo de la antena en forma eficaz tanto para transmisión como para recepción, en una banda de varios cientos de megaciclos. Como ejemplo, la altura de un cuarto de onda en 200 Mc/s es aproximadamente de 36 cm.

Antenas direccionales de media onda.

La antena que se utiliza con más frecuencia en la banda de FME para algunas aplicaciones, es el *dipolo de media onda* para transmisión o recepción. Las características direccionales de esta antena y la concentración resultante de la energía irradiada o recibida se pueden incrementar mediante la adición de *elementos parásitos* para formar una disposición de antena.

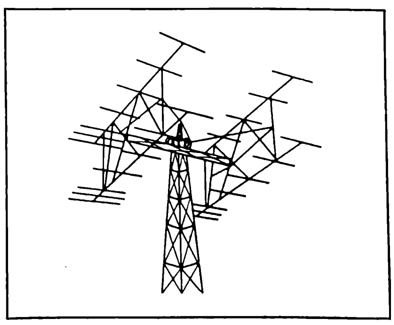


Figura 9-63. Ejemplo de un conjunto Yagi

Figura 9-64. Características de la antena de cuadro

Para entender el desarrollo del efecto directivo consideremos primero el hecho de que si los conductores de igual longitud se colocan paralelos entre sí, y uno de ellos se excita con energía de RF en su frecuencia de resonancia, en el otro conductor se induce una corriente, la cual, a su vez, produce una onda irradiada. De este modo ambos conductores irradian energía y, si ellos están separados suficientemente (más de 0,14 de longitud de onda de distancia), la onda secundaria irradiada por el elemento parásito estará en fase con la onda incidente del así llamado elemento exci-

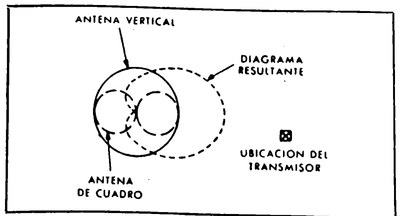


Figura 9-65. Diagrama resultante de una antena vertical y una de cuadro.

tado. Estas dos ondas se combinan y refuerzan entre sí en la dirección del elemento excitado, tal como se ilustra en la figura 9-60. Este efecto será, posiblemente, mejor entendido si se considera al elemento parásito como un espejo reflector para las ondas que viajan en su dirección desde el elemento excitado de media onda.

Otro hecho que ha sido determinado es que si dos elementos están separados por una distancia menor de 0,14 de longitud de onda, la onda irradiada se refuerza en la dirección del elemento parásito, como se ilustra en la figura 9-61.

En aplicaciones corrientes el director se corta un poco más corto y el reflector un poco más largo que el elemento excitado. La longitud real del director o del reflector determina la agudeza de la sintonía (cubrimiento de frecuencia) del conjunto de antena, y el espaciamiento entre elementos determina la directividad. En la figura 9-62 se ilustra un conjunto de tres elementos.

Existen variadas disposiciones de elementos excitados y parásitos para producir diferentes diagramas de campo; uno de estos tipos, el *Yagi,* se ilustra en la figura 9-63. Los otros tipos de conjuntos parásitos se pueden encontrar explicados en cualquier manual de antenas.

Antenas para aplicaciones especiales.

Un tipo de antena para una aplicación especial es la antena *de cuadro.* Consiste fundamentalmente en una bobina de alambre arrollada sobre un bastidor rectangular o circular. El diagrama resultante de una antena de cuadro tiene una figura en ocho y la máxima recepción se produce cuando uno de los lados verticales del cuadro se apunta hacia la señal recibida. En A de la figura 9-61 se ilustra el funcionamiento de la antena con respecto a la intensidad de la señal y la orientación del cuadro. En B de la misma figura se indica porqué la antena de cuadro no produce señal de entrada para el receptor cuando el cuadro está normal a la dirección de llegada de la energía recibida. Obsérvese que las tensiones inducidas en los lados verticales de la antena están en una dirección tal que la salida resultante del cuadro es cero. La antena de cuadro es muy útil en instalaciones de localización de dirección o radiogoniometría, para determinar la dirección desde la cual se recibe la energía de radio para fines de navegación. Cuando la antena de cuadro se utiliza con una antena vertical llamada de sentido, se forma un diagrama similar al que se ilustra en la figura 9-65. Mediante el empleo de este diagrama, conjuntamente con el conocimiento del lado de la antena de cuadro que está mirando a la estación, pueden obtenerse orientaciones muy precisas.

9-6 RESUMEN

La propagación de las ondas de radio depende fundamentalmente de los efectos de la tierra, de su atmósfera y de la frecuencia de la energía electromagnética que se irradia. La propagación se efectúa mediante la acción de las ondas terrestres, las espaciales reflejadas y las ondas directas.

La teoría de antenas trata lo referente a la irradiación de ondas electromagnéticas desde un sistema de antena al espacio libre. A fin de efectuar una eficiente irradiación de energía, deben tomarse en cuenta la sintonía y la impedancia efectiva de salida del transmisor, la línea de transmisión y la antena en sí misma. En su mayoría, las antenas se diseñan para operar en frecuencias específicas, o mediante el agregado de inductancias y capacitancias, sobre una banda de frecuencias.

Los diversos tipos de antenas existentes y sus aplicaciones son muchas; sin embargo, las características de ellas se ajustan fundamentalmente a las de media onda básica horizontal o a la de cuarto de onda vertical, con algunas modificaciones. Los técnicos en electrónica deben poseer por lo menos un conocimiento básico y la comprensión de antenas y sistemas de antena suficiente, como para efectuar reparaciones o tomar las medidas necesarias para mantener comunicaciones efectivas.

CUESTIONARIO

1. ¿Qué significa el término *polarización* cuando se aplica a antenas?
2. ¿A qué distancia en el espacio se extiende el *campo de inducción* de una antena?
3. Nombre las tres componentes de la *onda terrestre.*
4. ¿Qué tipo de medio proporciona la mejor conductividad de las ondas de radio?

5. Calcule la distancia de FME al radio-horizonte de una antena instalada a 10 metros sobre el nivel del mar.

6. Establezca las diversas capas que se cree existen en la ionósfera durante las horas del día.

7. ¿Cuál es la frecuencia *crítica?*

8. ¿Qué acción tiene lugar cuando se presenta el *"fading"*?

9. ¿Cuál es la longitud física (en pies) de una antena *monofilar* que se puede hacer resonante en la frecuencia de 1600 Kc/s?

10. Dibuje las ondas estacionarias resultantes presentes en una antena *vertical de cuarto de onda* y en una *horizontal de media onda.*

11. ¿Cuál de los tres tipos de resistencia de antena es el más importante?

12. ¿Qué forma tiene el diagrama de irradiación de una antena *horizontal de media onda* en el espacio libre?

13. Establezca el efecto sobre el diagrama de irradiación de esta antena al instalarla a una altura de 1/4 de longitud de onda sobre un terreno de superficie perfectamente conductora.

14. Nombre diversos empleos de las líneas de transmisión.

15. ¿Cuáles son los principales factores que determinan la impedancia característica de una línea de transmisión bifilar?

16. Defina la línea de transmisión resonante y no resonante.

17. ¿Qué impedancia "ve" un generador que "mira" a una línea de transmisión abierta de media onda?

18. ¿Cómo se determina la relación de ondas estacionarias en una línea bifilar?

19. ¿Cuál es un factor importante para la obtención de una eficaz transmisión de energía desde un transmisor a la antena?

20. Nombre dos tipos de antenas que se pueden utilizar para aplicaciones en frecuencias bajas.

21. ¿Qué se puede hacer para que una antena de *varilla vertical* funcione en una frecuencia más baja que la de su diseño original?

22. Establezca las ventajas del empleo de una disposición de antena *rómbica.*

23. ¿Qué efecto tendría el acortamiento de la longitud del elemento director en un conjunto de antena con elementos parásitos, sobre su rendimiento?

24. Describa las propiedades direccionales de la antena de *cuadro.*

25. ¿En qué puntos del diagrama de irradiación de la antena de cuadro será nula la señal recibida?

CAPITULO X

Recepción y Detección de las Ondas de Radio

10-1 Introducción

El objeto de la transmisión de energía de radiofrecuencia es el de transportar alguna clase de información a un punto distante en el espacio. Cuando las señales de RF alcanzan la región deseada, un dispositivo debe interceptar y convertir la información en alguna forma utilizable.

Puesto que las ondas de radio disminuyen su amplitud rápidamente a medida que la distancia a la antena del transmisor aumenta, el dispositivo de recepción debe ser capaz de interceptar esta señal muy pequeña y amplificarla hasta un nivel útil. Además, puesto que otros transmisores irradian muchas ondas de radio de distintas frecuencias, el dispositivo de recepción debe ser capaz de seleccionar la señal deseada. Una vez que esto se ha realizado y se ha amplificado la señal, se debe efectuar un proceso de *detección* o de *modulación,* a fin de reproducir la información transmitida.

10-2 RECEPTORES DE RADIO BÁSICOS

El dispositivo utilizado para interceptar o recibir una señal de radio y convertir la información en ella contenida a su forma original o deseada, se denomina *receptor de radio.*

Fundamentalmente, el receptor debe ser capaz de realizar las cinco funciones siguientes: intercepción de la señal, selección, amplificación, detección y reproducción. Aunque existen muchas otras condiciones que gobiernan la elección del circuito real utilizado en el diseño del receptor, estas funciones deben efectuarse en todos ellos, con la única excepción posible de la función de amplificación que puede omitirse en la forma de receptor más sencilla.

Receptor a cristal

El receptor de radio más simple está integrado por un circuito sintonizado, un detector a cristal y un auricular. Debe, por supuesto, conectarse a una antena. Un receptor así, es el equipo a cristal mostrado en la figura 10-1. El diagrama en bloques de la parte A muestra las funciones de las respectivas partes del circuito presentado en B. La antena intercepta las ondas de radio transmitidas y el circuito sintonizado L-C variable hace posible la selección de la señal deseada. La detección se realiza por la rectificación y filtrado de la señal de RF que elimina efectivamente una mitad de la onda envolvente. La tensión continua variable se aplica al auricular, donde se reproduce la modulación original.

Circuito de antena.

La antena de recepción, aunque no se considere necesariamente una parte del receptor en sí mismo, realiza la función de intercepción de la energía de RF transmitida. En algunas aplicaciones tales como los sistemas de comunicaciones de dos vías, la antena transmisora y la receptora son, en realidad, el mismo dispositivo.

Cuando el receptor se opera en una zona donde la intensidad de señal de la onda transmitida es relativamente grande, la construcción del sistema no es crítica. A menudo un pedazo de cable cuya longitud no tiene un valor de longitud de onda en particular, proporciona la señal de entrada adecuada al receptor.

Ello no obstante, el rendimiento máximo o la máxima transferencia de energía a la antena es posible únicamente cuando su circuito está sintonizado a resonancia en la frecuencia de la señal deseada. Por lo expuesto es necesario que, en regiones de señales débiles, la antena sea resonante en o cerca de la frecuencia deseada en el receptor. Además, las dimensiones físicas de la antena deben ser capaces de interceptar una gran superficie de señal. A menudo esto se efectúa mediante una adecuada orientación hacia el transmisor, conjuntamente con sus elementos asociados, en el caso de conjuntos de antena multielementos.

La tensión de señal inducida se aplica a la bobina de antena, L1 como se indica en B de la figura 10-1. L1 y L2 constituyen un transformador de adaptación para acoplar la baja impedancia de la antena a la alta impedancia del circuito detector.

Selección de señal.

Las dimensiones físicas de la antena determinan, por lo general, su respuesta a una banda específica de frecuencias dentro del espectro total de RF. Dentro de esta banda, debe proveerse algún medio para seleccionar la señal deseada de entre todas las señales de RF interceptadas por la antena.

Esta selección o sintonía se efectúa muy fácil-

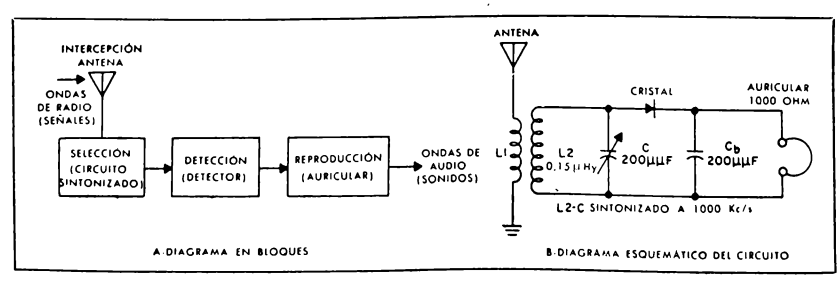


Figura 10-1. Receptor simple a cristal

mente mediante el empleo de circuitos sintonizados L-C. Conforme a la teoría de los circuitos resonantes, el circuito sintonizado en serie presenta una impedancia total mínima y la tensión máxima a través de cada uno de sus componentes, en su frecuencia de resonancia. En B de la figura 10-1, L2 y el capacitor variable C, forman el circuito resonante serie requerido para la selección de la señal. Si el circuito L-C se ajusta para resonancia a una de las radiofrecuencias que están induciendo tensiones de señal en la antena, en el transformador se efectúa la máxima transferencia de energía y a través del circuito sintonizado se produce la máxima tensión en esa frecuencia. Si el circuito de sintonía se desajusta levemente, la tensión se reduce conforme al aumento de la curva de impedancia. La capacidad del circuito tanque de seleccionar exactamente una sola frecuencia, depende de la agudeza de su curva de resonancia, la cual, a su vez, está determinada por sus pérdidas.

Detección.

La salida del circuito sintonizado es la portadora de RF deseada y su envolvente de modulación. El examen de la sección A de la figura 10-2 revela que las audiofrecuencias, o señal moduladora, no están presentes como tales en una onda de amplitud modulada, sino que aparecen como variaciones de amplitud de la onda modulada, con excursiones positivas y negativas iguales de la envolvente de RF. Si esta envolvente se aplica a un reproductor tal como un auricular, el dispositivo no responderá a la onda de RF a una velocidad de audio, puesto que las excursiones positivas de la envolvente de RF se cancelarían con las negativas. De allí que se deba utilizar algún método para extraer la modulación de la portadora. Se pueden emplear diversos sistemas, pero el más común es, simplemente, el de rectificación.

Los receptores a cristal emplean cristales de galena, aunque son también satisfactorios los de carborundum y los de silicio. El cristal, un semiconductor, permite el pasaje de corriente solamente en una dirección; de este modo, únicamente la porción negativa, o positiva de la onda envolvente (dependiendo de la polaridad del cristal), aparece a la salida del detector. Esta salida, que se muestra en B de la figura 10-2, consiste en la señal moduladora de audio superpuesta a los pulsos positivos (o negativos) de C.C. A fin de eliminar la componente de RF del circuito de audio o auriculares, a través de la salida del detector se conecta un capacitor de paso (C_b en la figura 10-1). El capacitor actúa como un filtro de RF y su valor de capacitancia debe ser tal que únicamente derive la RF, sin causar una pérdida de la tensión de audio. La señal resultante es, por lo tanto, una tensión continua variable a la velocidad de la moduladora o sea del audio.

Reproducción.

La salida de audio del detector y su filtro se puede aplicar a cualquier dispositivo de reproducción tal como parlantes o auriculares. Sin embargo, los primeros requieren una potencia considerable.

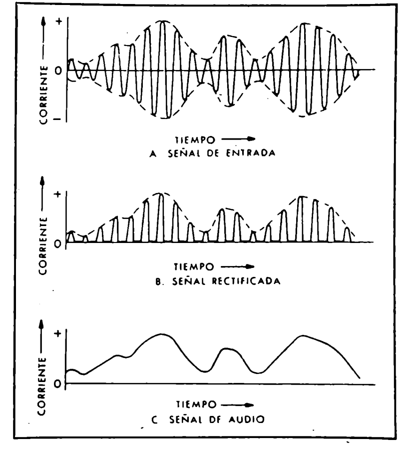


Figura 10-2. Formas de onda de una señal modulada en amplitud antes y después de su rectificación y filtrado

Puesto que en el receptor a cristal no existe amplificación, la única energía disponible es la que suministra la señal a la antena. A menos que el equipo esté en una proximidad muy cercana a la antena transmisora, la potencia disponible es de un nivel muy bajo, generalmente sólo de unos pocos microwatt. Esta energía sólo es suficiente para la operación de un auricular muy sensible. No es práctico amplificar la salida de un receptor a cristal dadas la pobre selectividad del único circuito sintonizado y las características inherentes del cristal, lo que resulta en una relación señal-ruido muy baja. La *relación señal-ruido* es el nivel de la señal deseada dividido por el de las indeseadas o ruido. De este modo, la amplificación en este pun-

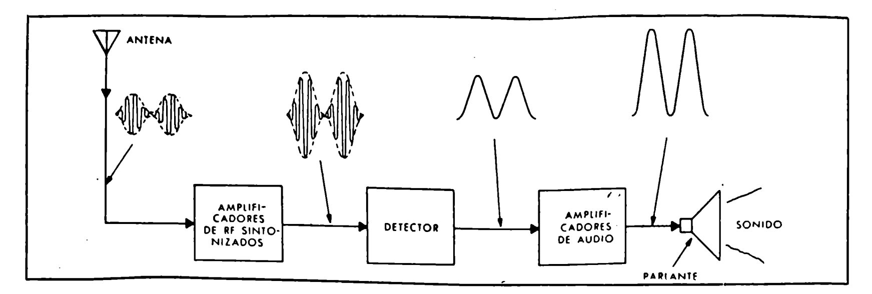


Figura 10-3. Diagrama en bloques de un receptor de radiofrecuencia sintonizada (RFS)

to resultará en un aumento de ruido casi tan grande como el aumento de la señal de audio.

Desventajas

Varias desventajas hacen que el receptor a cristal resulte inepto para las aplicaciones actuales. En primer lugar, el circuito sintonizado único no proporciona selectividad suficiente. Desde que no existe amplificación en el receptor, sólo las señales de gran amplitud pueden proporcionar una salida utilizable, lo que redunda en una sensibilidad pobre y, en consecuencia, una distancia de comunicación limitada. Además, cualquier intento de mejoras en la fidelidad, resultará en la inserción de pérdidas en el circuito, desmejorando la intensidad de las señales que ya son débiles de por sí. En el mejor de los casos, la salida es suficiente apenas para operar únicamente a un par de auriculares.

10-3 RECEPTOR DE RADIOFRECUENCIA SINTONIZADA (RFS)

Para aumentar la intensidad de la energía de radio recibida, hasta un nivel práctico utilizable, es necesario someterla a amplificación. La capacidad del receptor de proveer una salida dada a partir de una señal muy débil, da una medida de su *sensibilidad*. Esta sensibilidad se puede aumentar, entonces, por medio de la amplificación.

La capacidad para seleccionar únicamente la señal deseada y rechazar todas las demás frecuencias da la medida de *selectividad* del receptor. Los circuitos sintonizados agregados a la sección de RF con anterioridad a la detección, aumentan la selectividad.

En el receptor de radiofrecuencia sintonizada (RFS) se incluyen una o más etapas amplificadoras de RF sintonizadas en el circuito previo al detector. Además, puesto que es conveniente aumentar la salida de audio hasta un nivel suficientemente alto como para operar un parlante, se agregan una o más etapas de amplificación de audiofrecuencia subsiguientes a la etapa detectora. Un receptor así se ilustra en el diagrama en bloques de la figura 10-3, conjuntamente con las formas de onda de entrada y salida de cada sección. La señal interceptada por la antena se presenta como una portadora de RF modulada en amplitud por dos ciclos de un tono de audiofrecuencia. En los amplificadores RFS se la selecciona y amplifica. Esta salida amplificada se aplica a la etapa detectora donde se le extrae la modulación. La salida de la etapa detectora es únicamente la variación de audiofrecuencia de la portadora. La señal de AF se intensifica en una o más etapas de amplificación de audio hasta que su amplitud sea de un valor suficiente para excitar al parlante.

Acoplamiento de antena

El acoplamiento de antena transfiere la señal interceptada por la antena a la reja de la primera válvula amplificadora de RF del receptor. Dado que, por lo general, el circuito de antena es de baja impedancia y el de reja lo es de alta, el acoplamiento de antena cumple también una función de adaptación de impedancias.

El transformador no sintonizado, o aperiódico, que se presenta en A de la figura 10-4, si está correctamente diseñado, tiene una respuesta de frecuencia bastante buena sobre la banda de frecuencias completa del receptor. Sin embargo, si

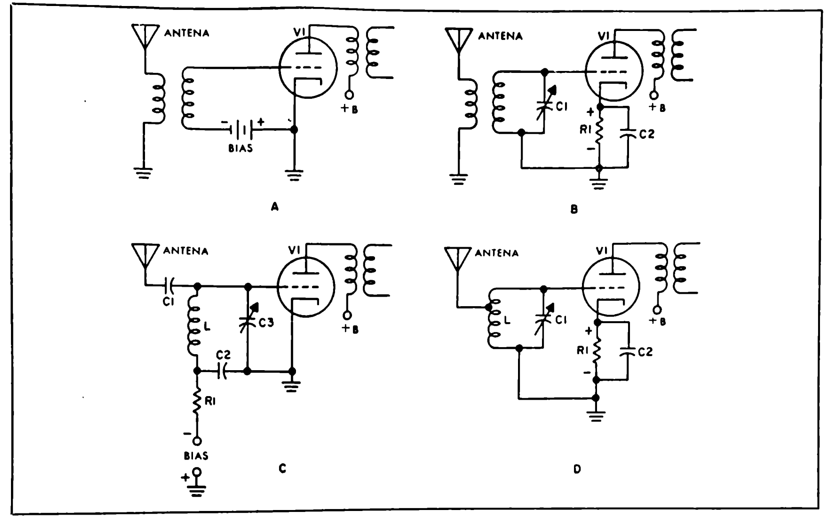


Figura 10-4. Métodos de acoplamiento de antena

se lo compara con un transformador de RF sintonizado, tiene una selectividad y sensibilidad muy pobre.

En B de la figura se muestra la disposición de acoplamiento de antena más común con un transformador de RF sintonizado. Por lo general, el primario es aperiódico mientras que el secundario se sintoniza a la frecuencia deseada mediante el capacitor variable C1. Mediante el empleo de este circuito sintonizado se obtiene más selectividad en la entrada del receptor. La sensibilidad se aumenta como resultado de la elevación de tensión que existe entre el primario y el secundario del transformador.

Para la recepción de señales muy débiles puede ser conveniente un acoplamiento mayor. Se puede obtener una transferencia de señal mayor con sacrificio de selectividad, mediante el acoplamiento capacitivo o directo que se indica en C y D de la figura, respectivamente. Otra variación del acoplamiento directo es el empleo de una antena de cuadro, de modo que en realidad el cuadro constituye la bobina de antena en el circuito de reja del primer amplificador de RF.

Amplificadores de RF

Los amplificadores de RF que se utilizan en los radiorreceptores proporcionan la amplificación de la señal recibida en la antena. Fundamentalmente su conexionado y características de circuito son las comunes a todos los amplificadores de RF. No obstante, a fin de obtener los resultados deseados en las aplicaciones de los receptores, se deben considerar algunos pocos factores adicionales. Entre ellos están la sensibilidad, selectividad, ruido, fidelidad, y los métodos para obtener y/o controlar cada factor.

Funcionamiento.

En la figura 10-5 se muestra un circuito amplificador típico de radiofrecuencia sintonizada. La selección de la señal deseada se efectúa en el circuito sintonizado de reja, L1 y C1. La señal de entrada procedente de la antena, o de un amplificador previo, se aplica al primario aperiódico del transformador de RF, T1. El secundario sintonizado en el circuito de reja deja pasar la frecuencia de la señal de entrada a la que está sintonizado, pero suprime a todas las demás. Esta señal aplicada a la reja de la válvula V1, se amplifica

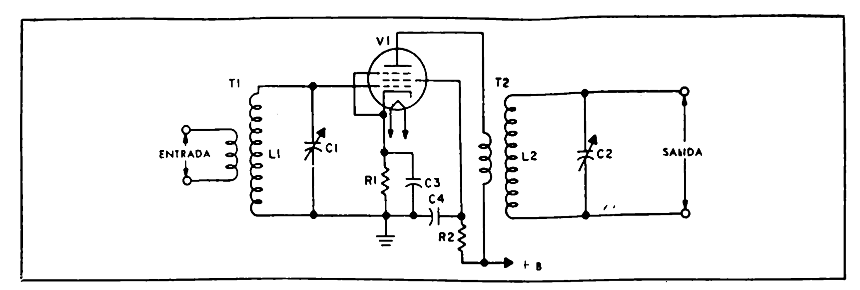


Figura 10-5. Circuito típico de un amplificador RFS

en su circuito de placa. La salida de V1 se acopla mediante el transformador T2 a la entrada de la etapa siguiente que puede ser otro amplificador de RF, o bien el detector. El secundario de T2, que forma el circuito de entrada de la etapa siguiente, se sintoniza a la misma frecuencia que el secundario de T1, lo cual permite la máxima transferencia de la señal deseada desde V1 a la etapa siguiente.

Los amplificadores de RF de los receptores se operan en clase A de manera que introduzcan un mínimo de distorsión en la señal modulada. El resistor de cátodo R1 provee la polarización adecuada (bias) para dicha operación. En las etapas de RF se emplean, por lo general, válvulas pentodo, aunque los triodos se comportan satisfactoriamente si se los neutraliza correctamente.

Selectividad.

La selectividad, como ya se ha mencionado, es la capacidad de un circuito sintonizado para seleccionar una señal deseada y rechazar o atenuar a un bajo nivel las frecuencias no deseadas. El Q efectivo del circuito sintonizado determina la agudeza de selección de frecuencias del mismo. Obsérvese la sección A de la figura 10-6, donde se ilustran tres curvas de resonancia que corresponden a valores distintos de factor de *mérito* o calidad (Q) del circuito. Supongamos que el circuito sintonizado que tiene la curva de respuesta representada por el valor de bajo Q, es el circuito de entrada a un amplificador sintonizado de RF y que la frecuencia de la señal deseada es la del punto de resonancia de 1200 Kc/s. En este caso, la tensión máxima de la señal a través del circuito resonante tiene un valor relativo de 38 por ciento aproximadamente. Si otra señal de igual intensidad, pero en la frecuencia de 1220 Kc/s, estuviera presente en la entrada, tendrá un valor relativo de tensión del 20 % aproximadamente. Comparando estas dos señales en forma de una relación (20/38), la señal no deseada es más intensa que la mitad de la señal deseada. Por lo tanto, la salida resultante del receptor contendrá ambas señales, las que ciertamente perturbarán y confundirán al oyente.

Utilizando las mismas dos señales de entrada como ejemplo, consideremos que el circuito de entrada al amplificador de RF tiene una curva de resonancia similar a la de alto Q ilustrada en la misma sección de la figura 10-6. La tensión de señal en 1200 Kc/s es de 100 mientras que en 1220 Kc/s es de 20. Comparando estas amplitudes relativas como antes, la señal no deseada tiene una intensidad de 20/100, o sea, solamente un quinto de la intensidad de la señal seleccionada. Es evidente, entonces, que en una etapa simple amplificadora de RF se requiere, a fin de obtener una buena selectividad, un circuito sintonizado de Q relativamente alto. Un inconveniente del empleo de circuitos sintonizados de alto Q es èl de la reducción de la fidelidad de la señal recibida.

La característica total de selectividad del receptor se puede aumentar mediante la conexión en cascada de varios amplificadores de RF con circuitos sintonizados de bajo Q. El agregado de amplificadores de RF en serie requiere, como es obvio, el empleo de un mayor número de circuito sintonizados, lo cual aumenta efectivamente la relación entre señales de frecuencias deseadas y no deseadas. En B de la figura 10-6 se ilustra el efecto de la selectividad total incrementada por la inclusión de un número mayor de etapas amplificadoras sintonizadas de RF en un receptor.

Para explicar cómo se obtiene el aumento de selectividad de la sección B de la figura, suponga-

mos que se aplican señales de igual amplitud de 1200 y 1220 Kc/s al circuito selectivo de entrada de un amplificador de RF. Si el circuito sintonizado de entrada se hace resonar en 1200 Kc/s, a través del circuito tanque se produce la tensión de señal máxima, y un porciento menor (dependiendo del Q del circuito) corresponderá a la frecuencia de 1200 Kc/s como resultado de la característica de selectividad.

Este porciento resultante de tensión se ilustra mediante la curva de un solo circuito resonante con un valor de 100. Estableciendo otra vez la relación de señal deseada a no deseada, obtenemos un valor de 100/50 ó de 2 a 1. En la primera válvula amplificadora las señales se amplifican con esta relación de 2 a 1. Si estas señales amplificadas se aplican a la entrada de un segundo circuito sintonizado a 1200 Kc/s (que tenga el mismo Q del primero), la tensión de salida resultante debido a la característica de selectividad está en una relación de 4 a 1 con respecto a las señales de entrada originales. Como se ilustra en B de la figura 10-6 la curva resultante de selectividad de dos circuitos resonantes es de 100/25 ó de 4 a 1.

La tercera curva de la misma sección de la figura 10-6 (tres circuitos resonantes), es el resultado de la amplificación de una relación de intensidades de señal de 4 a 1 y de su aplicación como entrada a un tercer circuito sintonizado a 1200 Kc/s que tiene el mismo valor de factor Q que los circuitos resonantes precedentes. La relación resultante de señal deseada (1200 Kc/s) a señal indeseada (1200 Kc/s) de los amplificadores sintonizados en cascada se ha reducido de 1 a 1 a la entrada, a 1 a 8 a la salida de la cadena de amplificadores de RF. De este modo, la selectividad total se ha aumentado mediante el aumento de la pendiente o inclinación de la curva de selectividad de un único circuito sintonizado, sin afectar en gran medida el pico de la curva de resonancia.

Sensibilidad.

El régimen de sensibilidad de un receptor es la relación efectiva de la señal de RF de entrada necesaria para producir una señal de salida de audio estipulada. Se la expresa por lo general en microvolt de entrada (RF) relacionados con los watt de potencia de salida de audio. Del precedente enunciado se puede concluir que la sensibilidad es una medida de la capacidad total de ganancia del receptor. Cuando se aplica a receptores RFS, la sensibilidad depende, fundamentalmente, de los factores de ganancia de los amplificadores de RF.

Relación señal-ruido.

Ya ha sido consignado que los circuitos amplificadores de RF de un receptor de radio deben tener buena selectividad y sensibilidad para su funcionamiento correcto. Un factor no mencionado antes y que limita la ganancia del receptor, es la relación señal-ruido.

El *ruido* se puede dividir generalmente en dos clases, en lo que respecta a los sistemas de recepción.

La generación de ruido puede ser interna o externa al receptor. Si su sensibilidad se hace de-

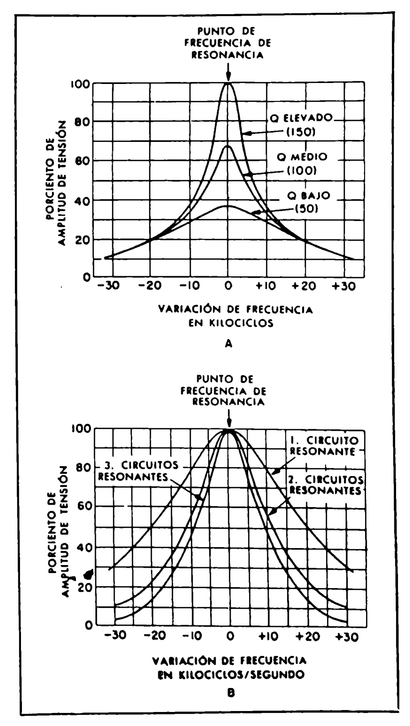


Figura 10-6. Curvas de selectividad producidas por la variación del Q del circuito y por circuitos sintonizados en cascada

masiado elevada, el murmullo, las crepitaciones y los crujidos que se oyen a la salida pueden llegar a ahogar la señal deseada.

Antes de proseguir el estudio de la relación señal-ruido, debe hacerse un examen de los orígenes del ruido del receptor. Las fuentes de ruidos externos más comunes son los disturbios atmosféricos y los resultantes de la actividad humana. El ruido atmosférico se produce por estáticos, o sea descargas producidas por tormentas eléctricas. El ruido generado por dispositivos fabricados por el hombre, puede ser el resultado de cualquier equipo o aparato que produzca arcos eléctricos, incluyendo motores y bujías de encendido en los motores de automóviles.

Ruido es, pues, cualquier perturbación eléctrica que irradia impulsos de energía electromagnética sin orden ni concierto. Está compuesto, generalmente, de muchas frecuencias que tienden a modular la portadora de las señales de radio interfiriendo las comunicaciones en modulación de amplitud.

El ruido interno, producido por los amplificadores de RF del receptor mismo resulta del ruido de las válvulas, la agitación térmica y el zumbido. El *ruido de las válvulas*, o efecto "shot", se genera dentro de la corriente de electrones de las válvulas por fluctuaciones al azar de la corriente de placa. La *agitación térmica* es una forma de ruido causado por diferencias de temperatura entre los terminales de los resistores u otros componentes, lo cual produce movimientos de electrones al acaso. El *zumbido* se presenta a menudo en los receptores que funcionan con C.A., generalmente porque las fuentes de alimentación no están correctamente filtradas y por captaciones de campos dispersos procedentes de bobinas y transformadores.

El ruido generado internamente en el receptor es el factor menos importante de la relación señal-ruido. El ruido exterior que aparece conjuntamente con la señal deseada en la entrada, es el factor que limita el valor de la señal más débil que puede reproducir el receptor. Este hecho se evidencia fácilmente si se recuerda que el ruido y la señal son ambos amplificados por el receptor en igual magnitud de uno a otro extremo del mismo. La sensibilidad máxima de cualquier receptor está limitada por la relación entre la intensidad de la señal deseada y la intensidad de la interferencia de ruido, más que por la capacidad del receptor para amplificar una señal muy débil. La relación señal-ruido se puede mejorar reduciendo el ancho de banda de los circuitos sintonizados de acoplamiento entre los amplificadores de RF.

Ancho de banda, banda pasante y fidelidad.

Cuando el receptor se ha de emplear para la recepción de señales de radio modulada por la voz, el ancho de banda de los circuitos sintonizados debe ser suficiente como para permitir el pasaje de la frecuencia de modulación más elevada.

Como se explicó al tratar los principios de la modulación de amplitud, las bandas laterales generadas por la modulación de la portadora son las que contienen la inteligencia. A fin de recibir la información deseada, los amplificadores de RF deben ser capaces de pasar y amplificar señales de frecuencias iguales al doble de la de modulación más alta.

En la figura 10-7, se ilustra una curva típica de una banda pasante práctica. Obsérvese que la banda pasante de un circuito receptor es el ancho de la banda de frecuencias que pasan con una amplitud casi igual.

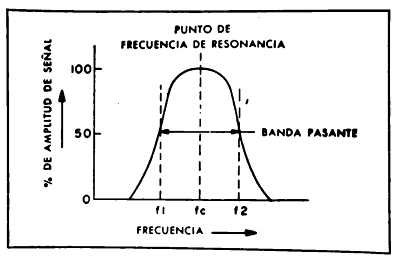


Figura 10-7. Curva de banda pasante

La banda pasante total depende efectivamente de la banda pasante de todas las etapas individuales de RF del receptor. Como se indica en B de la figura 10-6, banda pasante y selectividad son términos estrechamente relacionados.

El término *fidelidad*, como se definió en la sección de amplificación de audio, significa la reproducción exacta de la señal de entrada. En los receptores, la fidelidad de la salida es tan buena como lo permite la banda pasante de los circuitos selectivos. Si la sintonía de los circuitos resonantes es muy aguda (Q elevado), las señales de modulación de frecuencias altas resultarán muy atenua-

das, dando como resultado una pérdida de fidelidad.

Resumen de las características de los amplificadores de RF.

Las diversas características generales de los receptores de radio, dependen principalmente de las características operacionales del circuito amplificador de RF: selectividad, banda pasante y fidelidad, todas ellas dependientes de la agudeza de la sintonía del circuito de acoplamiento del amplificador de RF, y sensibilidad, dependiente de su relación señal-ruido.

Todos estos factores deben tenerse en cuenta en el diseño de un receptor para una aplicación específica. Los receptores para O.C. (CW) tienen circuitos más selectivos puesto que sólo se utiliza una banda angosta de frecuencias por encima y por debajo de la de portadora; los comerciales deben tener circuitos de banda ancha para permitir buena fidelidad, pero conservando no obstante una selectividad adecuada.

Principios de detección, o demodulación

Para obtener la salida requerida del receptor, se debe incluir un circuito capaz de extraer la modulación de la portadora de MA amplificada. El circuito utilizado para demodular o retirar la información impresa en la portadora es el *detector.*

El circuito detector debe ser capaz de reproducir la señal moduladora original impresa sobre la portadora en el transmisor. Para realizar esta función se pueden utilizar diversos tipos de circuitos electrónicos; la elección de uno u otro depende de los requerimientos de cada sistema de recepción en particular.

Detección lineal.

La detección o demodulación es, en esencia, un proceso de rectificación. Este proceso fue mencionado brevemente en la discusión relativa al receptor a cristal. El cristal de galena provee corriente unidireccional cuando la portadora modulada recibida se aplica a sus bornes.

En la mayoría de los equipos de recepción para frecuencias bajas, medias y elevadas, el cristal se reemplaza por una válvula diodo. El cristal y la válvula diodo se clasifican como dispositivos aproximadamente o casi lineales. Un *detector lineal* es aquél que produce una salida cuya amplitud es directamente proporcional a la amplitud de entrada.

La salida de un diodo detector es, esencialmente, una reproducción casi lineal de la envolvente de modulación de la cual se han eliminado los ciclos positivos o los negativos de la portadora. La mitad restante de la portadora de radiofrecuencia se elimina entonces mediante un circuito de filtro, conservándose únicamente la componente de modulación como salida deseada del circuito. El diodo detector se denomina a menudo *detector de envolvente.*

Detección cuadrática.

El *detector cuadrático* es un circuito que produce una salida cuya amplitud es proporcional al cuadrado de la amplitud de su entrada. Los detectores cuadráticos se emplean generalmente para demodular señales aplicadas muy débiles, puesto que las leves variaciones de amplitud resultarán en una señal de salida (el cuadrado) verdaderamente grande. Para obtener detección cuadrática se pueden utilizar válvulas triodo. El requerimiento fundamental de este tipo de detección es que la válvula sea polarizada para operar sobre la porción curva de su característica E_g-I_p, como se indica en la figura 10-8. Cualquier válvula o dispositivo similar que satisfaga esta condición de no linealidad puede utilizarse para estos fines.

La característica no lineal hace que la porción positiva de la señal aplicada sea más amplificada que la negativa. El valor medio resultante de corriente de placa se parece entonces a una de las mitades de la envolvente de modulación. Los detectores cuadráticos tienen dos desventajas serias: una de ellas es que la característica no lineal de la curva E_g-I_p determina la generación de frecuencias adicionales en el circuito de placa de la válvula, y algunas de ellas caen en el mismo rango de la señal de modulación, produciendo distorsión; la otra es que de una disminución muy leve de la intensidad de la señal aplicada resulta una gran disminución de la tensión de salida.

Circuitos detectores

Existen varios tipos de circuitos detectores de aplicaciones generales, cada uno de ellos con ciertas ventajas y limitaciones que determinan su utilización. Cuando se dispone de un nivel de señal de entrada relativamente alto, generalmente se utilizan los detectores lineales. Los detectores cuadráticos, como se ha mencionado, se pueden emplear cuando se esperan bajas señales de entrada de RF modulada.

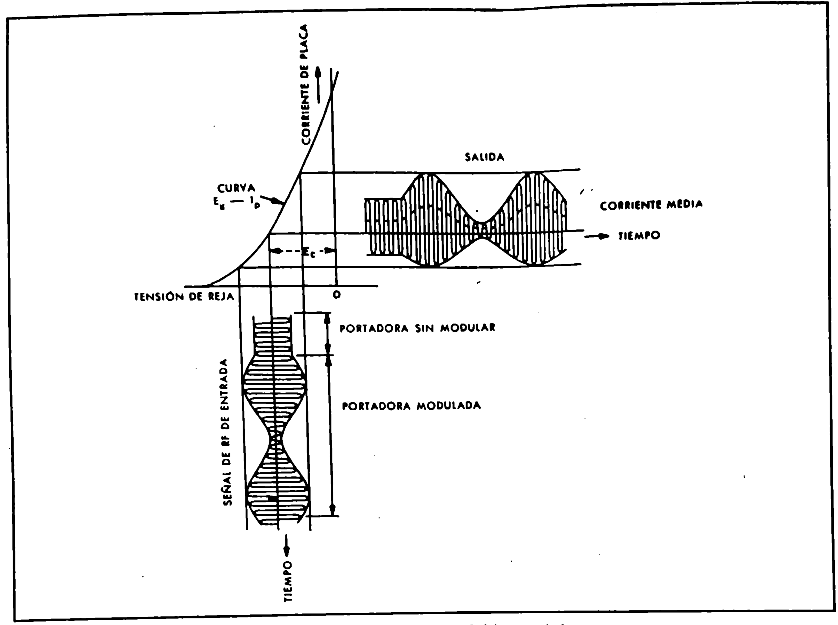


Figura 10-8. Detección cuadrática a triodo

Los circuitos más importantes y más frecuentemente empleados son: el detector a diodo, el detector por placa, el detector de impedancia infinita y el detector por escape de reja.

Detector a diodo

En A de la figura 10-9 se muestra un circuito básico de detector a diodo. Puesto que el diodo conduce únicamente cuando la placa es positiva con respecto al cátodo, la corriente en el circuito circula como se indica en B de la misma figura. En cada semiciclo de la señal de RF existe suficiente corriente para cargar el capacitor C1 al valor pico de la tensión de RF, menos una pequeña caída de tensión a través de la válvula. Entre estos picos el capacitor se descarga a través del resistor R1. La tensión a través del mismo se indica en la sección C de la figura mencionada anteriormente

Excepto las variaciones de RF, la tensión a través del capacitor es una réplica de la señal moduladora de audio. La relación entre esta tensión y la de pico de la señal de RF se denomina *rendimiento de la rectificación.* Este rendimiento se hace mayor cuando se aumenta el valor de R disminuyendo la potencia consumida por el diodo. Por otro lado, R debe ser lo suficientemente pequeña para descargar C a una velocidad que siga la envolvente de modulación cuando ésta disminuye su amplitud. De este modo R1 y C1 forman un filtro R-C que elimina las variaciones de RF de la salida de audio. La salida resultante se muestra en D de la figura.

Aunque dichos diodos detectores tienen características de linealidad excelentes, necesitan una tensión de señal intensa para su operación eficaz, lo que los hace poco sensibles. Su utilización está restringida principalmente a los receptores elevada-

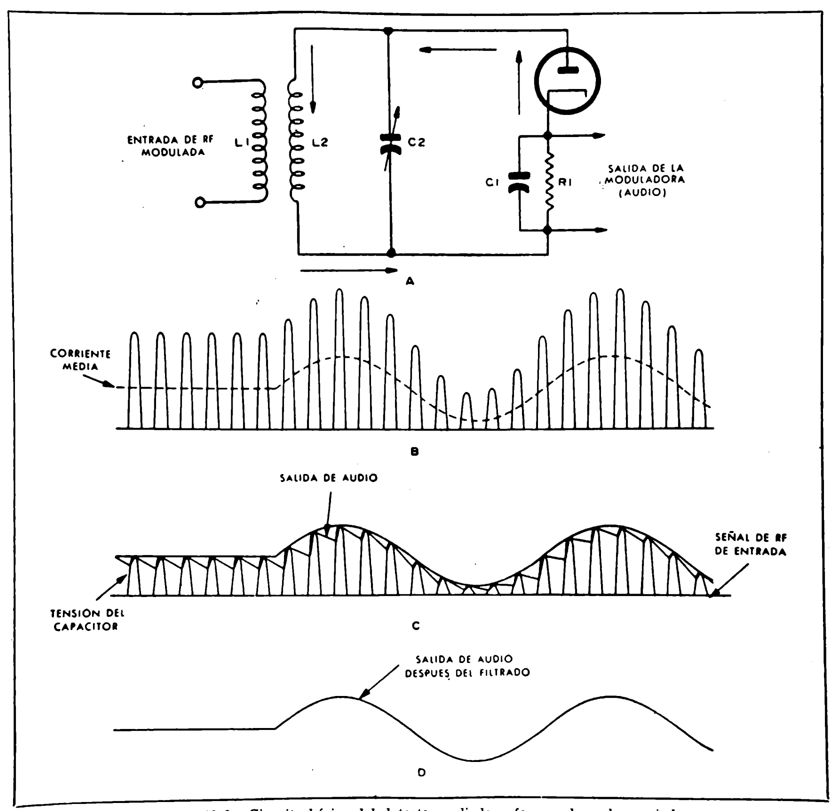


Figura 10-9. Circuito básico del detector a diodo y formas de onda asociadas

mente sensibles en los cuales se hace uso de una gran amplificación con anterioridad a la detección.

Detector por placa.

Los triodos y pentodos polarizados aproximadamente al corte pueden servir también como detectores. Si se aplica una señal de RF al circuito presentado en la figura 10-10, su salida estará formada por semiciclos, siempre que la válvula esté polarizada muy cerca del corte. El funcionamiento de este circuito es equivalente al de la operación clase B, en la cual existe corriente de placa durante un período levemente superior a la mitad del ciclo de C.A. El valor medio de la corriente es proporcional a la magnitud de la señal de RF y se utiliza como salida de audio. Un capacitor, o preferiblemente una sección de filtro, elimina las fluctuaciones de RF de la salida. Las ventajas de este detector de señales intensas son su elevada impedancia de entrada (si la reja no llega a hacerse positiva) y su buena sensibilidad. No obs-

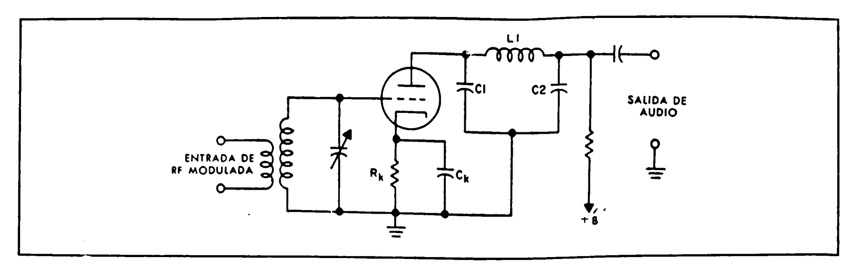


Figura 10-10. Circuito detector por placa

tante, la distorsión de la señal de salida es mayor que la del detector a diodo.

En el circuito detector por placa cuadrático, las tensiones de funcionamiento se eligen de modo que la característica de la válvula sea curva, para satisfacer la condición de este tipo de detección. Cuando se aplica una señal débil a la válvula, se hacen presentes numerosas frecuencias en la corriente de salida, siendo las más importantes, por supuesto, las de modulación. Las demás componentes incluyen frecuencias suma y diferencia de las frecuencias de modulación si está presente más de una de ellas. Para porcientos de modulación por debajo de 50, la distorsión presente a la salida no es demasiado seria.

Se puede alcanzar una solución de compromiso cuando se opera la válvula en la porción de la curva E_g-I_p que se muestra en la figura 10-11. Para señales débiles, el detector por placa funciona fundamentalmente en la parte curva (cuadrática) de la característica E_g-I_p. En consecuencia, ocurre una distorsión considerable de las formas de onda de salida. Para señales fuertes de entrada la operación tiene lugar sobre la porción más lineal de

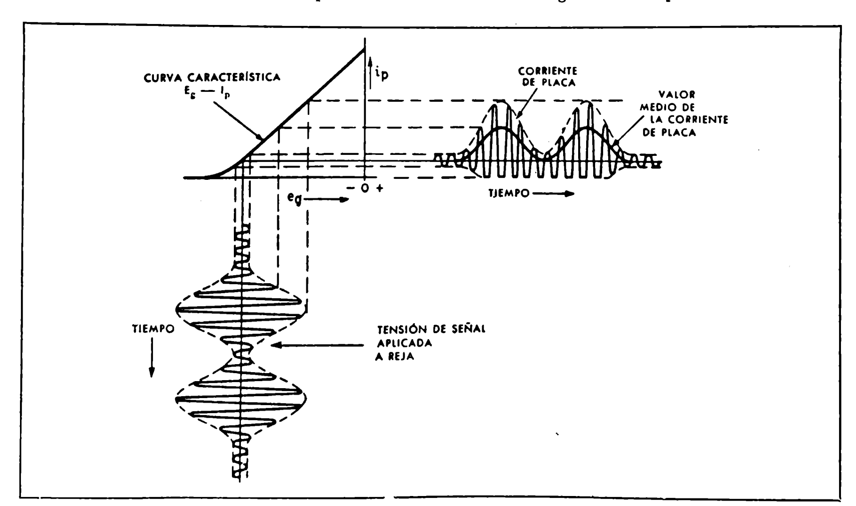


Figura 10-11. Punto de operación óptima E_g-I_p para la detección por placa

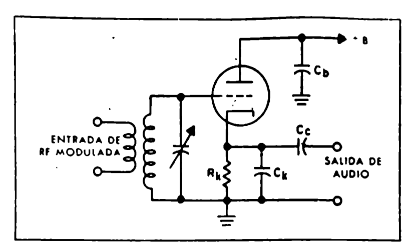


Figura 10-12. Circuito detector de impedancia infinita

la curva característica y ocurre menos distorsión en la señal de salida. La amplitud máxima de señal que puede admitir el detector por placa está sin embargo limitada, puesto que la tensión de las señales debe estar por debajo del valor que determinaría una circulación de corriente por la reja. Si la reja toma corriente, se disminuye la sensibilidad y selectividad del detector. Generalmente se prefieren los pentodos para funcionar como detectores por placa debido a que proporcionan una tensión de salida de audio superior a la de los triodos.

Detector de impedancia infinita.

El detector de impedancia infinita es, en esencia, un seguidor catódico polarizado próximo al corte. La tensión producida por la rectificación aparece a través del resistor y el capacitor de cátodo Como su nombre lo indica, la impedancia de entrada es extremadamente alta porque aun para entradas de señal intensas, existe una polarización negativa entre reja y cátodo. La reja no puede llegar a hacerse positiva independientemente de la intensidad de la señal y, en consecuencia, nunca drenará corriente. Como resultado, la selectividad

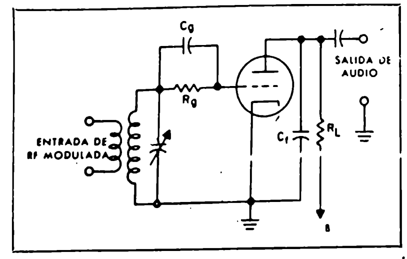


Figura 10-13. Circuito detector por escape de reja

del detector es excelente. Otras características adicionales del circuito de impedancia infinita son su buena linealidad (distorsión baja) y su capacidad para operar con tensiones elevadas de la señal de entrada.

El circuito que se muestra en la figura 10-12 se parece al del detector por placa, excepto que el resistor de carga de audio, R_k, está conectado entre cátodo y tierra y, de este modo, es común a los circuitos de reja y de placa de la válvula. Así tiene lugar una realimentación negativa del circuito de placa al de reja en las audiofrecuencias, mejorando aún más la linealidad y reduciendo la distorsión para todos los niveles de señal. Dado que la señal de salida se toma del circuito de cátodo, no hay amplificación y, en consecuencia, la sensibilidad del circuito es baja.

La ventaja principal del detector de impedancia infinita es que la reja no puede hacerse positiva porque su polarización queda ajustada automáticamente por el valor de la caída de tensión producida a través del resistor de cátodo R_k por la señal aplicada. El valor del capacitor C_b es tal que permite la derivación a tierra de las frecuencias de modulación y de RF.

Detector por escape de reja.

En la figura 10-13 se ilustra el circuito básico del detector por escape de reja. Mediante la elección adecuada de los valores de los componentes, este detector se puede ajustar para dos modos de operación: *detección cuadrática* y *detección de potencia*. En la detección de potencia la salida es considerable, aunque se requieren señales de entrada intensas. La distorsión es relativamente baja pero mayor que en la detección por diodo. Durante el semiciclo positivo de la señal de RF la corriente de reja carga el capacitor en derivación con el resistor de escape. Algo de esta carga se pierde a través del resistor durante el resto del ciclo en que cesa la corriente. La constante de tiempo del resistor y el capacitor debe ser suficientemente breve para permitir que la carga de este último siga las variaciones de amplitud de la señal de RF con fidelidad. Estas variaciones se amplifican en el circuito de placa de la válvula. A menos que la característica del circuito de placa sea lineal, ocurrirá una distorsión considerable. En general, la sensibilidad de este detector es buena, pero la distorsión es superior a la que ocurre en los diodos, particularmente para señales muy intensas de entrada. Las señales débiles determinan una aproximación a las condiciones de la detección cuadrática.

Para el tipo de detección cuadrática, el segundo modo de operación del detector por escape de reja, el resistor de escape, que se retorna a cátodo, determina el punto de operación de la característica tensión de reja-corriente de reja. En ausencia de señal, la corriente de contacto produce una pequeña tensión negativa que constituye la polarización de trabajo de la etapa. Puesto que la corriente de reja no es lineal con respecto a la tensión que se le aplica, la señal de RF resulta detectada por acción cuadrática. La señal compuesta presente en el circuito reja-cátodo se amplifica en el circuito de placa de la válvula. Esta acción difiere de la detección por placa en que el valor medio de la corriente de placa disminuye más bien que aumenta en presencia de la excitación de reja. Aunque la distorsión es elevada y la sensibilidad es baja, especialmente cuando el porciento de modulación excede de 50, este tipo de detección por escape de reja es estable y sensible a señales débiles.

La elección de los valores del circuito para operación con señales débiles, o detector cuadrático, requiere que la tensión de placa de la válvula sea relativamente baja. Además, la disposición de escape de reja a resistor-capacitor debe tener una constante de tiempo elevada (R_g de varios megohm y C_g de 200 a 300 micromicrofarad). Cuando el circuito se opera como detector de potencia, la tensión de placa se aumenta y la constante de tiempo del escape de reja se reduce mediante la reducción del valor de R_g a varios miles de ohm y C_g a aproximadamente 100 micromicrofarad.

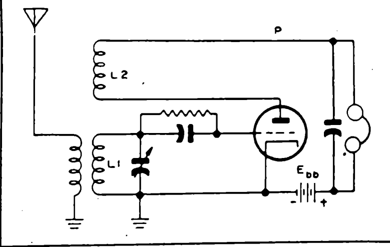


Figura 10-14. Circuito detector regenerativo

Detector regenerativo

La amplificación del circuito detector se puede incrementar sustancialmente mediante el retorno de una porción de la tensión de salida en el circuito de placa, en fase correcta, al circuito de entrada. Este proceso se conoce como *regeneración* y es fundamental para todos los circuitos oscilatorios. En esta aplicación, sin embargo, la magnitud de la regeneración se restringe de modo que no ocurra la condición de oscilación. En la figura 10-14 se muestra un circuito regenerativo basado en la detección por escape de reja. Aquí la tensión de regeneración se produce en la inductancia de placa y se acopla a la reja por inducción mutua. La tensión real a amplificar en la válvula se aumenta, por lo tanto, de este modo. Un serio inconveniente de la detección regenerativa es su tendencia a la inestabilidad; no obstante, un cuidadoso diseño puede reducirla al mínimo.

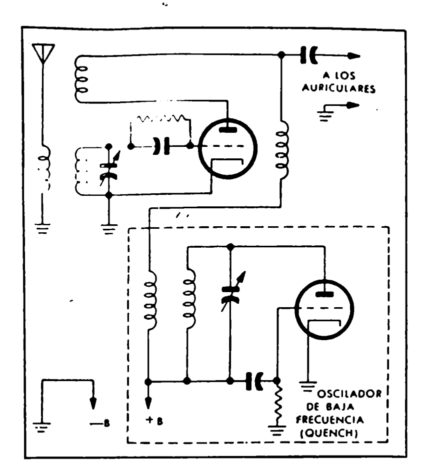


Figura 10-15. Circuito detector superregenerativo

Detector superregenerativo

Si el circuito de la figura 10-14 se modifica de la manera que se indica en la figura 10-15, se tiene otro tipo de detector, denominado *superregenerativo*. Puesto que el funcionamiento de este circuito es alternativamente oscilatorio y no oscilatorio, la acción de este detector difiere de la regeneración ordinaria. Particularmente la sensibilidad es mucho mayor.

La superregeneración se obtiene cuando el acoplamiento del circuito de la figura 10-14 se aumenta considerablemente y se introduce otra tensión oscilatoria en el punto P. Un circuito así se ilustra

en la figura 10-15. La frecuencia de la oscilación debe estar ligeramente por encima del rango audible. Los ajustes se efectúan de manera tal que la válvula oscile brevemente únicamente cuando la señal de baja frecuencia, llamada de amortiguación o extinción, refuerce la tensión constante de alimentación de placa. Poco después, cuando la tensión de placa de la válvula comienza a caer, las condiciones de oscilación dejan de existir. Por lo tanto, la válvula produce una serie de oscilaciones de alta frecuencia a la velocidad de la frecuencia de amortiguación.

Durante el período de oscilaciones se realiza rectificación en el circuito de reja y la tensión negativa producida por ésta a través del resistor de escape de reja, tiende a producir caídas en el valor medio de la corriente de placa a la frecuencia de extinción. En ausencia de señal de entrada al circuito de reja, las oscilaciones se inician por tensiones de ruido al azar. En consecuencia las caídas, o "dips", de la corriente de placa son irregulares y en los auriculares se oye un sonido desagradable de fritura. Si se aplica una señal de RF no modulada superior a las tensiones de ruido, las oscilaciones se inician en el circuito por medio de la señal uniforme de RF. Como resultado, las fluctuaciones de la corriente de placa se hacen constantes y el sonido de fritura desaparece.

La acción de una señal modulada es algo diferente. Puesto que la envolvente de la señal de entrada varía al ritmo del audio, los instantes en que comienzan las oscilaciones también varían a un ritmo de audio. Por lo expuesto, las caídas de la corriente de placa ocurren al régimen de audiofrecuencia de la señal de modulación.

El detector superregenerativo se puede operar de varias maneras o *modos*. Uno de ellos es el *modo logarítmico*, que se obtiene cuando la salida de audio es proporcional al logaritmo de la señal de entrada. En este modo, la salida correspondiente a señales fuertes no es mucho mayor que la correspondiente a señales de entrada débiles. Infortunadamente, las fidelidad de este detector es pobre. Su operación en un *modo lineal* disminuye la distorsión, pero las señales intensas resultan con una salida mucho mayor que la correspondiente a las señales débiles.

El detector superregenerativo provisto de dos circuitos sintonizados de manera que pueda generar su propia señal de amortiguación tanto como las oscilaciones de frecuencia elevada, se denomina de *autoamortiguación*.

Detector heterodino

Cuando se aplica una señal no modulada a cualquiera de los circuitos detectores precedentes, ocurre una rectificación de la señal, pero no se produce salida de audiofrecuencia. Por lo tanto, la recepción de las señales de O.C. (CW) requieren la inclusión de algún medio para generar un tono audible. En consecuencia, se utiliza un oscilador local, llamado *oscilador de frecuencia de batido* u *oscilador de batido*, para generar una señal de una frecuencia ligeramente distinta (la diferencia dentro del espectro audible), de la de transmisión. Aplicando ambas señales, la transmitida y la local, a un dispositivo no lineal, tal como un detector, se producen frecuencias suma y diferencia, además de las originales. Filtros adecuados en el circuito de salida permiten únicamente el paso de la frecuencia diferencia de audio a las etapas siguientes. Cuando la transmisión es de un tono modulado, los métodos usuales de detección anteriormente descriptos son satisfactorios, siendo inadecuada la detección heterodina. La modulación de tono se utiliza cuando es difícil estabilizar la frecuencia del transmisor.

Circuitos de control

Puesto que en el receptor RFS la selectividad y sensibilidad han sido mejoradas, se hacen necesarios algunos métodos de control a fin de limitar las señales de salida a niveles razonables o deseados. En presencia de señales débiles es conveniente toda la ganancia o amplificación posible del receptor, mientras que en la recepción de señales intensas, la ganancia elevada da como resultado una salida excesiva. También se hace necesario algún control para mejorar las calidades tonales o de fidelidad del receptor. Los controles de sintonía son, por supuesto, necesarios para seleccionar la transmisión deseada y a menudo se incorpora al receptor algún medio para seleccionar más de una banda de frecuencias. Algunos de estos métodos de control son convencionales para todos los circuitos de AF o RF; otros en cambio, son peculiares de los receptores RFS.

Control manual de volumen

El control de volumen, tal como el empleado en cualquier amplificador de audio, es adecuado para su utilización en los circuitos de audio de los receptores. Este control consiste en un potenciómetro a través del cual se aplica la señal de entrada. En el receptor, la salida de audio del diodo detector se aplica a su resistor de carga. Insertando un potenciómetro en lugar de este resistor

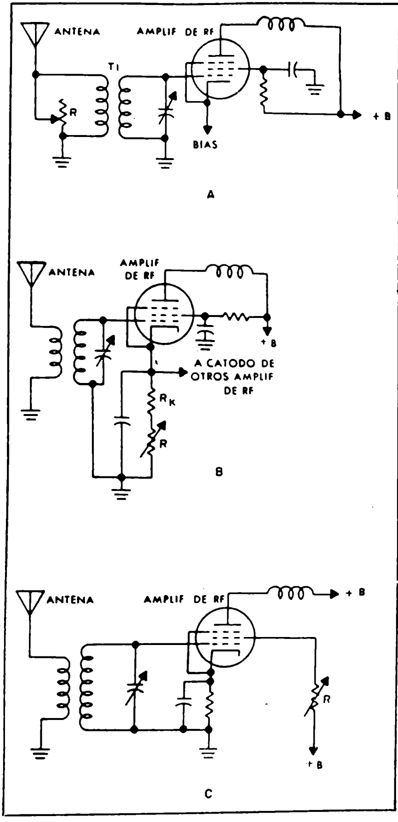


Figura 10-16. Circuitos de control manual de ganancia de RF utilizados en receptores RFS

se obtiene un circuito divisor de tensión. La salida de amplitud variable disponible en el cursor del potenciómetro se aplica entonces a la reja del primer amplificador de audio. La desventaja de este tipo de control de volumen, cuando se lo utiliza solo, es que los amplificadores se operan constantemente con ganancia al máximo, introduciendo ruido adicional de válvulas, especialmente en las etapas de RF.

A menudo en estos receptores se utiliza un control de ganancia de RF como medio de controlar el nivel de salida. Esto puede hacerse variando uno de los potenciales de control aplicados a una o más etapas de RF, tales como la polarización de reja, o las tensiones de placa o pantalla. En la figura 10-16 se muestran algunos sistemas de control de ganancia de RF frecuentemente utilizados. En la sección A, el resistor variable R se conecta en paralelo con el arrollamiento primario del transformador de antena T1. Reduciendo el valor de este resistor, se hace más grande el efecto de derivación, y más bajo el volumen del receptor. La desventaja de esta disposición es que la derivación en el primario de T1 disminuye el Q y de este modo la selectividad del primer circuito sintonizado. En este sistema no se afecta la ganancia de las etapas de RF.

En B de la figura se presenta un método más conveniente, un verdadero control de ganancia. El resistor variable R permite la variación de la polarización y, en consecuencia, la de la ganancia de la etapa amplificadora de RF. Para estos fines se utilizan pentodos de corte remoto o de mu variable. La modificación de la polarización de una válvula de mu variable determina una variación suave del factor de amplificación y de la ganancia del circuito. El resistor limitador R_K evita que la polarización de la válvula llegue a cero cuando R se ajusta a su valor mínimo. Incrementando el valor de R se aumenta la polarización y se reduce la amplificación. Cuando se utiliza este método, las tensiones de polarización de todas las etapas amplificadoras de RF se controlan, por lo general simultáneamente, mediante la conexión conjunta de todos los cátodos.

En el método presentado en C, la ganancia de la etapa se controla mediante la variación de la corriente de pantalla (y de este modo, de la tensión de pantalla), producida por la variación del potenciómetro R. También se puede conseguir el mismo efecto por medio de un resistor variable en el circuito de placa del amplificador.

Control automático de volumen (CAV)

Como su nombre lo sugiere, el control automático de volumen, o sistema de CAV, mantiene la señal aplicada al detector del receptor en una amplitud casi constante. Esta condición se puede conseguir únicamente si la capacidad de amplificación de las válvulas utilizadas en las etapas de RF se reduce en presencia de señales intensas. Para este fin se han desarrollado las válvulas de corte remoto (también llamadas de *mu variable* o de *su-*

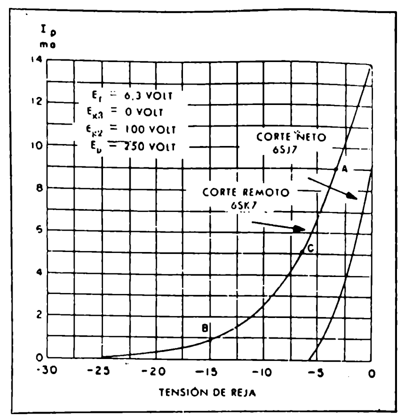


Figura 10-17. Comparación de las curvas características de válvulas de corte neto y corte remoto

percontrol). En la figura 10-17 se muestra una comparación gráfica de la característica E_g-I_p de una válvula corriente de corte neto con respecto a la de una del tipo de corte remoto. Para las primeras existe solamente una zona de operación lineal. Las características de la curva de la válvula de corte remoto facultan la operación con baja distorsión sobre cualquiera de sus porciones. La ganancia de la etapa depende de la inclinación de la curva en la porción elegida. Consecuentemente, con valores de polarización negativa reducidos, la ganancia es relativamente alta y viceversa, porque las variaciones de la corriente de placa producidas por las variaciones de la tensión de reja son muy pequeñas en las cercanías del punto de corte. El empleo de estas válvulas en aplicaciones de CAV ha eliminado efectivamente la modulación cruzada, un tipo de distorsión que ocurre cuando las variaciones de una señal intensa alcanzan la porción no lineal de la característica de las válvulas de corte neto.

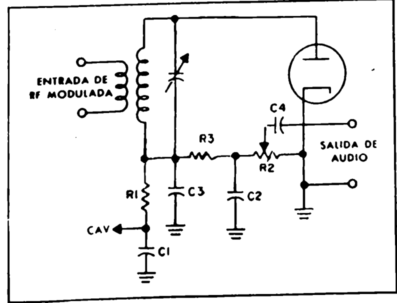


Figura 10-18. Circuito detector a diodo con CAV

Para mantener la señal de la portadora aplicada al detector en una amplitud constante es necesario variar la polarización de las válvulas de corte remoto en una forma adecuada. En la figura 10-18 se muestra un circuito detector a diodo que provee una tensión negativa que varía con la magnitud de la señal recibida. El filtro integrado por el capacitor C2 y el resistor R2 desarrolla una tensión variable que es una réplica de la inteligencia modulante de la portadora. Esta señal de audio es negativa en todo momento con respecto a tierra porque el diodo conduce únicamente en una dirección. En un circuito diseñado correctamente, el valor medio de la tensión de salida del detector es proporcional a la amplitud de la portadora. Este valor medio, presente a través del capacitor C1, se aplica a las rejas de las válvulas de corte remoto. La constante de tiempo del resistor R1 y el capacitor C1 se hace suficientemente elevada, de manera que las variaciones de AF no sean afectadas a través de R2C2, pero sean eliminadas de la tensión existente en C1. Así, R2 y C2 eliminan las variaciones de RF de la salida rectificada y las otras dos secciones de filtro R3C3 y R1C1, aplanan (o alisan) la componente de AF.

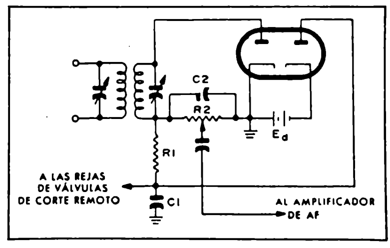


Figura 10-19. Circuito de CAV retardado

Si se incluyen dispositivos de retardo como el mostrado en la figura 10-19, la segunda mitad del doble diodo conecta el capacitor C1 a una tensión negativa fija cada vez que la tensión de CAV es

menor que la tensión de la batería E_d. Cuando la tensión de CAV excede el valor de E_d, impide la conducción del diodo, eliminándolo efectivamente del circuito. Cuando esto ocurre, la tensión de CAV acoplada de retorno a las válvulas de corte remoto, se hace más negativa que el potencial de referencia establecido por E_d. El CAV retardado permite que las señales débiles se amplifiquen en la porción de inclinación más aguda de la curva característica, dando como resultado la máxima ganancia.

Control de sintonía.

La mayoría de los receptores de RFS emplean dos o tres etapas de amplificación de RF. A fin de efectuar la sintonía simultánea de todas las etapas, los capacitores variables se construyen en forma de una sola unidad accionada por un eje común. Se dice entonces que están agrupados en "tándem". Esta característica necesita de etapas idénticas de manera que se pueden sintonizar a la misma frecuencia sobre el rango de cubrimiento. A través de cada capacitor de sintonía se conecta una pequeña capacidad variable denominada *trimmer* o de *ajuste*, que sirve como un dispositivo de compensación de las posibles irregularidades entre las etapas. El proceso de ajuste de los trimmers, de manera que la sintonía sea continuamente exacta, se conoce como *calibración*. Cuando la calibración se ha efectuado exitosamente, se dice que las etapas poseen un buen *arrastre* o "tracking".

Cuando el espectro de frecuencia del rango de sintonía está atestado de señales, frecuentemente resulta inútil el "ensanchamiento" de una pequeña sección de dicho rango, sobre la escala completa de un dial de sintonía separado. Esto puede hacerse de dos maneras. El *dial de ensanche de banda* puede estar acoplado mecánicamente al *dial principal*, de manera que tenga un gran movimiento para apenas un leve desplazamiento de este último. Otro recurso es el de conectar un pequeño capacitor de sintonía en paralelo con el capacitor principal. Si el capacitor pequeño se conecta a una derivación de la bobina, su rango de sintonía será proporcionalmente una fracción menor de la banda.

Cuando se debe cubrir más de una banda de frecuencias, el receptor incluye una disposición para utilizar diferentes juegos de bobinas. Un método es el de montar las bobinas en el receptor, conmutando las deseadas mediante una llave rotativa de contactos múltiples *(llaves de cambio de banda)*. Otro método es el de enchufar al receptor el juego de bobinas apropiado para la banda a cubrir.

10-4 CIRCUITOS TÍPICOS DE RECEPTORES RFS

En la figura 10-20 se presenta un receptor RFS de cinco válvulas típico. La antena está acoplada a la primera etapa amplificadora de RF mediante un transformador. La señal de RF se amplifica en tres etapas RFS. Se utilizan válvulas pentodo de extremo a extremo del receptor a fin de conseguir una elevada ganancia. La ganancia es suficiente para obtener las ventajas del detector elevadamente lineal, aunque relativamente insensible, del tipo de impedancia infinita al cual se acopla la última etapa de RF. Se utiliza un control de volumen a la entrada de la etapa de AF. El pentodo de potencia en la etapa simple o asimétrica de audio proporciona una salida suficiente para excitar el parlante.

Se utiliza un capacitor de sintonía en el circuito de entrada de cada etapa de RF y también del detector. Estos cuatro capacitores están agrupados, o en tándem, para sintonía monocontrol, como está indicado por las líneas de puntos del diagrama. Con cada sección del capacitor de sintonía se ha conectado en paralelo un pequeño capacitor de ajuste o trimmer, para permitir la calibración precisa de los circuitos sintonizados.

Las tensiones de filamentos y placas para las válvulas las suministra una fuente de alimentación del tipo corriente. Puesto que todas las válvulas funcionan con polarización por cátodo, o autopolarización, no se requiere en este receptor una fuente de polarización separada.

Para evitar inestabilidades y regeneraciones, cada etapa de RF debe, por supuesto, blindarse en forma adecuada. Además, en el conductor de placa de cada uno de los tres amplificadores de RF debe insertarse un resistor y un capacitor de paso. Estas combinaciones R-C forman filtros de desacoplamiento —el resistor ofrece una impedancia a las corrientes de señales de RF, con el capacitor de paso asociado en derivación a tierra. Si estos filtros no estuvieran presentes, las etapas de RF se acoplarían entre sí a través de la impedancia común de alimentación de placa, y es probable que resultara un efecto de regeneración a través de la vía común de señal ofrecida por los conductores de alimentación de placa.

Limitaciones del receptor RFS

Aunque el receptor RFS es razonablemente satisfactorio cuando está diseñado para cubrir una única banda en las frecuencias más bajas, tales como las de radiodifusión de onda larga, tiene un cierto número de desventajas. La más importante

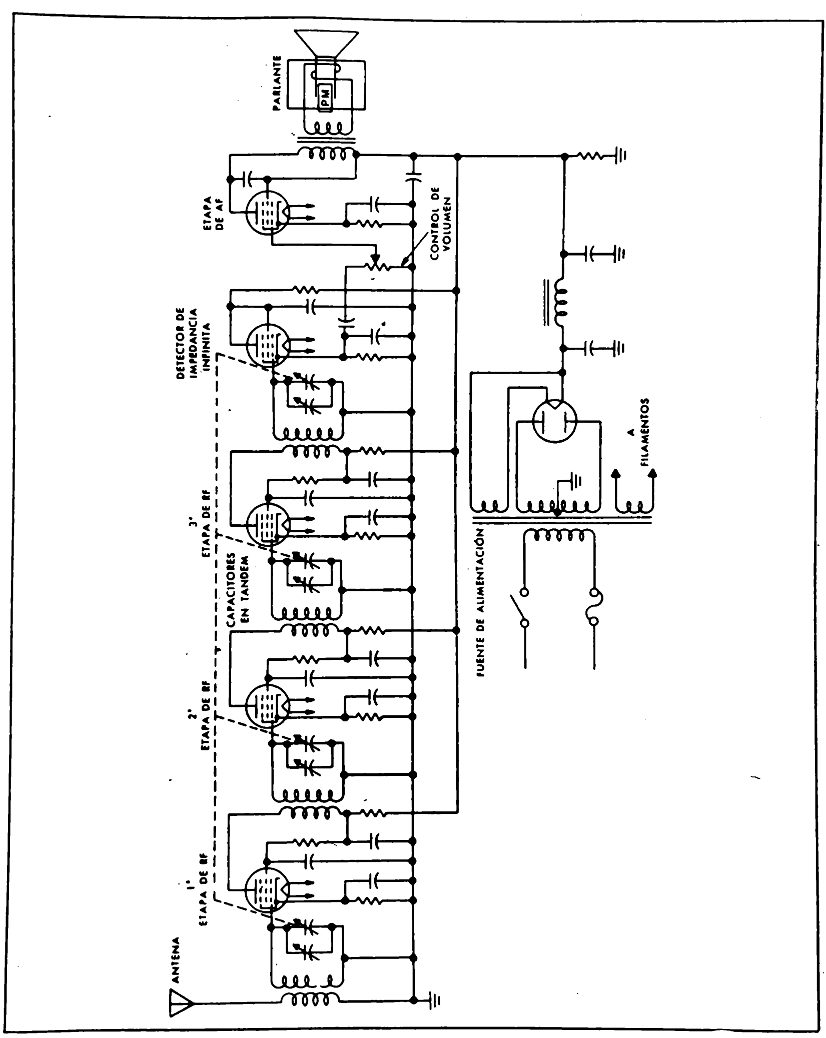


Figura 10-20. Esquema típico de un receptor RFS

de ellas es la variación de la selectividad sobre el rango de sintonía, siendo ella más pobre en el extremo de frecuencias altas. Relacionada con este efecto está la disminución de la amplificación en dichas frecuencias. Los efectos de modulación cruzada, un tipo de distorsión, son difíciles de evitar cuando existe un gran número de etapas de RF. Finalmente, las tendencias oscilatorias se hacen más serias a medida que se aumenta el número de etapas.

Cuando un cierto número de etapas en cascada o escalonadas, toma energía de la misma fuente de C.C., parte de la señal de salida de una etapa en particular está presente a través de la impedancia interna de la fuente. A menos que se adopten ciertas medidas preventivas, esta pequeña tensión puede realimentar al circuito de entrada de una etapa anterior, excepto la primera. Puesto que la fase de la señal de salida de un amplificador es la misma que la de la señal de entrada aplicada a la etapa precedente, cualquier amplificador de varias etapas (generalmente tres o más), tenderá a oscilar. Para superar esta tendencia se conecta, en serie con la impedancia de carga de todas las etapas de amplificación, excepto las dos últimas, un filtro de desacoplamiento. Un filtro típico está integrado simplemente por un resistor y un capacitor dispuestos de manera de atenuar la señal de realimentación entre placa y tierra de una etapa amplificadora a la siguiente. Por este medio, la tendencia oscilatoria de un amplificador en cascada se puede suprimir parcialmente.

El blindaje del receptor ayuda también a evitar oscilaciones debidas a realimentación. El gasto adicional de los blindajes y filtros de desacoplamiento entre etapas se debe hacer forzosamente para evitar inestabilidades y oscilaciones. La inestabilidad se presenta en razón de que el total de la amplificación tiene lugar en la misma frecuencia de señal y, por consiguiente, un leve acoplamiento entre entrada y salida da como resultado una gran realimentación.

Finalmente, el receptor RFS no es práctico para utilizarlo en frecuencias elevadas como receptor multibanda, porque su selectividad y amplificación caen rápidamente en las frecuencias altas.

10-5 RESUMEN

El receptor de radio intercepta una pequeña porción de la energía de radio emitida por un transmisor y recupera la inteligencia en ella contenida. En el proceso de recepción, el equipo realiza cinco funciones: intercepción, selección, amplificación detección y reproducción de la señal deseada. El receptor a cristal está integrado por la antena, un circuito sintonizado de entrada, un detector a cristal y un reproductor. El receptor RFS tiene, además de la antena, una o más etapas de amplificación de RF, un detector amplificador de audio y un reproductor.

Todos los circuitos sintonizados del receptor RFS operan en la frecuencia de la señal recibida. El amplificador RFS tiene un circuito sintonizado de entrada para la selección de la señal y una válvula para la amplificación. Las etapas amplificadoras sucesivas se acoplan, por lo general, mediante transformadores de RF. La selectividad es la capacidad del receptor para diferenciar entre la frecuencia de la señal deseada y todas las no deseadas. La sensibilidad del receptor (la capacidad para recibir señales débiles) se expresa en microvolt de entrada para una salida normal específica. La relación señal-ruido limita la sensibilidad utilizable del receptor; expresa la relación entre las intensidades de señal y de ruido presentes a la entrada del mismo. La fidelidad es la característica del receptor que le permite amplificar una banda de frecuencias que contiene la modulación, sin discriminación o distorsión; está fundamentalmente determinada por la banda pasante de sus circuitos sintonizados. El amplificador RFS ayuda a evitar la irradiación de energía de RF producida en circuitos oscilantes cuando ellos están incorporados dentro del receptor. El acoplamiento de antena puede ser directo, capacitivo o mediante transformador sintonizado o aperiódico. El transformador sintonizado es el más ampliamente utilizado. El blindaje es necesario para evitar la irradiación directa y para minimizar la realimentación.

La detección o demodulación se efectúa mediante la rectificación de la portadora modulada y la alimentación de la RF por filtraje. El resultado es una audiofrecuencia que corresponde a la modulación en el transmisor. El detector lineal desarrolla una salida rectificada proporcional a la amplitud de la señal de RF de entrada, mientras que el detector cuadrático tiene una salida proporcional al cuadrado de la amplitud de dicha señal. El detector cuadrático, o de señal débil, es adecuado para señales pequeñas, mientras que el detector de potencia está proyectado para rectificar señales de entrada de RF relativamente grandes. La capacidad de control o manejo de señales de un detector, es su habilidad para rectificar señales de entrada relativamente grandes con un mínimo de distorsión. La detección cuadrática se obtiene por la operación sobre

la porción curva de la característica de las válvulas diodos, o diodos a cristal o metálicos. Las válvulas triodo o pentodo también pueden operarse de este modo, o bien se las puede trabajar sobre la porción lineal de la curva característica para obtener detección lineal.

El receptor RFS proporciona un buen rendimiento en una banda única de baja o media frecuencia, pero no es práctico en frecuencias elevadas puesto que su selectividad y sensibilidad disminuyen rápidamente con el aumento de la frecuencia. Además, es inherentemente inestable.

CUESTIONARIO

1. Describa las funciones esenciales del receptor.
2. ¿Cómo se detecta la señal en el receptor a cristal?
3. Describa las partes esenciales del receptor RFS.
4. Defina la *selectividad, sensibilidad, fidelidad* y *relación señal-ruido.*
5. ¿Cómo se suprime la irradiación de una etapa RFS?
6. ¿Cuáles son los diversos tipos de acoplamiento de antena y cuáles las ventajas de cada uno?
7. ¿Por qué es necesario el blindaje en los receptores RFS?
8. ¿Qué pasa en el proceso de detección?
9. Defina los siguientes términos: *linealidad, detección de señal débil, detección de potencia* y *detección cuadrática.*
10. Describa la operación del detector por escape de reja, el detector por placa, y el detector de impedancia infinita.
11. Describa los diversos métodos de control de volumen.
12. ¿Cuál es la función de los filtros de desacoplamiento de los receptores RFS y por qué son necesarios?
13. Nombre las ventajas y las desventajas del receptor RFS.
14. ¿Cómo se obtiene la sintonía monocontrol y la selección de banda en el receptor RFS?
15. Defina *arrastre* (tracking) y *calibración.*

CAPITULO XI

El Receptor de Radio y Circuitos Especiales de Recepción

11 - 1 Introducción

Los modernos radiorreceptores poseen disposiciones de circuito y características de construcción que eliminan los inconvenientes del receptor RFS. Como se ha mencionado antes, el receptor de radiofrecuencia sintonizada permitió sistemas de comunicaciones más efectivos y seguros que los que habían sido posibles anteriormente. Sin embargo, este receptor es incapaz de producir una ganancia elevada uniforme por la posibilidad de oscilaciones entre etapas de sintonía común. Además, no tiene la selectividad adecuada para discriminar señales en aquellas bandas donde los transmisores trabajan en frecuencias cercanas entre sí. Los problemas de una radiorrecepción segura y adecuada y que cubra las finalidades de comunicaciones y entretenimiento, fueron resueltos mediante el principio del superheterodino.

El receptor superheterodino ha llegado a ser norma en casi todas las aplicaciones de radiocomunicaciones. En este tipo de receptor la señal de RF de entrada se mezcla con una señal generada en el mismo, para producir una resultante que, por lo general, es de frecuencia más baja que la portadora de RF recibida. Esta señal de frecuencia más baja, conocida como *frecuencia intermedia*, se amplifica entonces en circuitos de ganancia constante, se demodula y se aplica a un dispositivo de reproducción, tal como un parlante. El principio del superheterodino se utiliza aún tal como fue aplicado en sus comienzos, pero, mediante el desarrollo de componentes mejores y circuitos especiales adicionales, el receptor moderno es capaz de un rendimiento enormemente mejorado.

11-2 EL RECEPTOR SUPERHETERODINO

Antes de comenzar el estudio en detalle de los principios de la acción heterodina o conversión de frecuencia, consúltese la figura 11-1 para ilustración de un receptor superheterodino básico de modulación de amplitud, en forma de diagrama en bloques. La envolvente de la onda irradiada por un transmisor es interceptada por la antena y seleccionada en el circuito de entrada del amplificador de radiofrecuencia de sintonía variable. La señal de baja tensión se amplifica y aplica a la etapa mezcladora. También se aplica a esta etapa la señal de RF no modulada generada en el circuito del oscilador local. La acción resultante de la etapa mezcladora mediante una sintonía selectiva en su salida, es la de producir una frecuencia intermedia que equivale a la diferencia entre las frecuencias de la portadora y del oscilador local. Según el ejemplo de la ilustración, supongamos que el amplificador de RF es selectivo a la frecuencia de 1200 Kc/s y el oscilador local está sintonizado en la frecuencia de 1655 Kc/s; la diferencia será de 455 Kc/s. El circuito amplificador de frecuencia intermedia acepta esta señal y la amplifica en gran medida para aplicarla al detector, donde se le extrae la moduladora para aplicarla al amplificador de audio y al parlante a fin de convertirla en ondas sonoras audibles.

Una de las características importantes que debe notarse, es el eslabón mecánico de sintonía indicado en la figura 11-1. Esta unión sintoniza la frecuencia de salida del oscilador local simultáneamente con la selección de frecuencia del amplificador de RF, obteniéndose así una diferencia constante de FI a la salida de la etapa mezcladora, independientemente de la frecuencia de la portadora elegida. Con una disposición de este tipo, la señal modulada resultante aplicada al detector es constante sobre el rango total de sintonía del receptor.

Amplificadores de frecuencia intermedia

La sección de amplificación de frecuencia intermedia del receptor superheterodino es de una importancia equivalente a la del principio de heterodinación, puesto que contribuye con la mayor parte de la amplificación y selectividad del mismo. En este estudio sobre receptores de radio, el circuito del amplificador de FI se presentará primero; por esta razón, el lector debe dar por supuesto que la frecuencia deseada ya ha sido elegida (en la etapa amplificadora de RF) y que la conversión en el mezclador ha dado como resultado la señal de FI que lleva la modulación.

Consideraciones generales.

La sección de amplificación de FI del receptor superheterodino puede estar integrada por una o más etapas. Generalmente estas etapas emplean válvulas de recepción del tipo pentodo de alta ganancia. Dado que estos circuitos se necesitan para amplificar únicamente la señal de FI, los acopla-

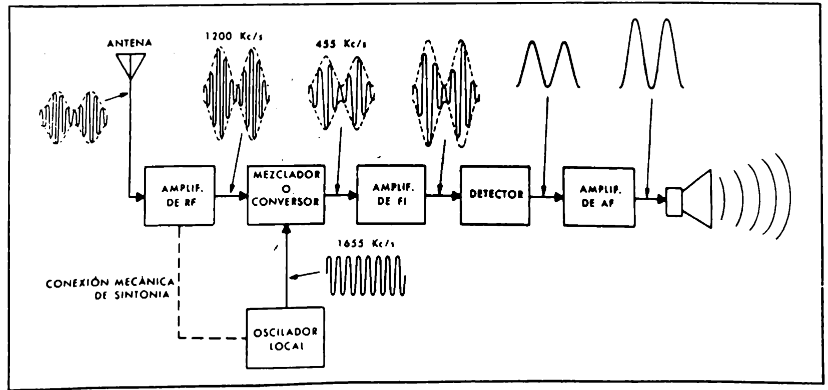


Figura 11-1. Receptor superheterodino básico

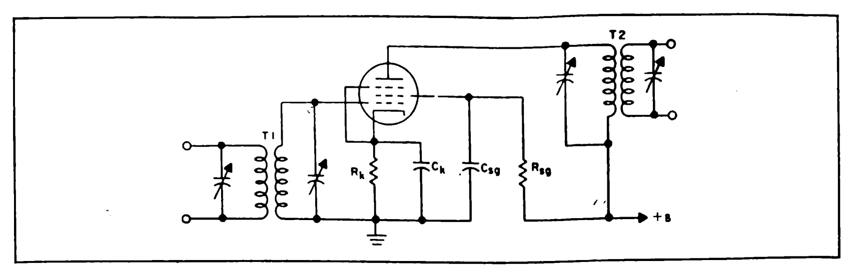


Figura 11-2. Circuito amplificador de FI

mientos entre ellos se pueden ajustar una sola vez para la amplificación y selectividad óptima, sin ninguna necesidad ulterior de sintonía durante el funcionamiento del receptor. En la figura 11-2 se ilustra un circuito típico de amplificador de FI.

Este amplificador debe permitir que pase, no solamente la frecuencia intermedia, sino también las bandas laterales superpuestas a la portadora original en el transmisor. Por lo tanto, el amplificador de FI debe tener la misma fidelidad que la requerida para el amplificador de RF a fin de no rechazar ninguna porción de las frecuencias de bandas laterales portadoras de la modulación. En las aplicaciones de radiodifusión en onda larga, el espaciamiento entre canales es de 10 Kc/s.

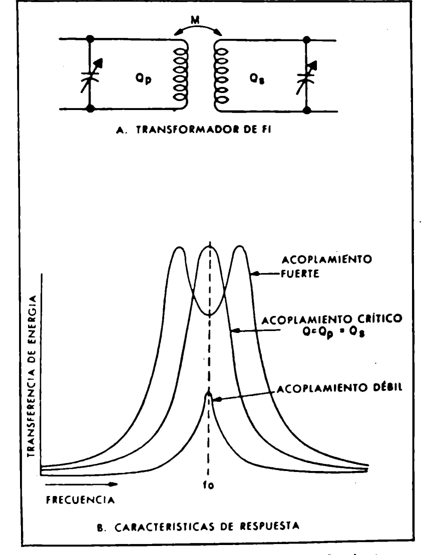


Figura 11-3. Efectos del grado de acoplamiento

Características de la banda pasante.

Los principios de los circuitos sintonizados son también de aplicación a la sección de amplificación de FI, dado que el acoplamiento entre etapas se efectúa generalmente mediante circuitos resonantes de doble sintonía. De la explicación sobre amplificadores sintonizados recuérdese que la curva de respuesta depende principalmente del grado de acoplamiento. Un acoplamiento flojo o débil proporciona una transferencia de energía poco eficiente, pero un punto de aguda resonancia; un acoplamiento crítico (donde el Q del primario y secundario son iguales), permite la transferencia de energía máxima, con un punto de resonancia ensanchado; y un acoplamiento fuerte produce una curva de respuesta con dos picos y un pasabanda ancho. Estos efectos se muestran en la figura 11-3.

En la práctica, los transformadores de FI se construyen de manera que el acoplamiento es fijo. Los que se diseñan para aplicaciones de radiodifusión normal generalmente lo son, con un acoplamiento cercano al crítico, obteniéndose así una curva de resonancia de un solo pico, como se ilustra en la figura 11-4. Obsérvese que una desviación en frecuencia de 5 Kc/s respecto del punto de resonancia, produce una amplitud relativa de 0,707 respecto del pico de la curva. El pasabanda total entre los puntos de 0,707 es, por lo tanto, de 10 Kc/s. Cualquier señal de frecuencia inferior a f_1, o superior a f_2 que pase a través de un transformador

con una curva de respuesta así, será atenuada en gran medida.

Si se deseara un pasabanda más ancho con un circuito resonante de un solo pico, los capacitores de sintonía en el transformador de FI ilustrado en la figura 11-3, se pueden ajustar de manera que el primario sea resonante a una frecuencia más baja que f_0 y el secundario a una más alta que f_0. El pasabanda resultante será más ancho; no obstante, ello redundará en una sensibilidad menor

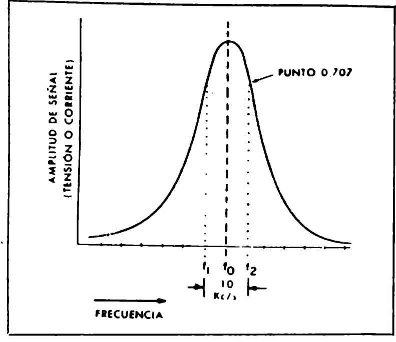


Figura 11-4. Medida de la banda pasante en puntos de potencia mitad

y una selectividad más pobre. Esta técnica se denomina de *sintonía escalonada*, término aplicado también a la sintonía de distintos transformadores interetapas en un circuito en frecuencias ligeramente diferentes, con el mismo objetivo.

Los receptores de comunicaciones más elaborados suelen emplear transformadores de FI de doble pico, para la amplificación constante o uniforme de frecuencias dentro de la banda pasante requerida. Una desventaja de los circuitos sintonizados de doble pico o sobreacoplados, se puede advertir fácilmente observando la caída, o pozo, de la curva de resonancia ilustrada en B de la figura 11-3, correspondiente a acoplamiento fuerte. Existen dos métodos comunes para aplanar dicho pozo en la curva de resonancia. El primero de ellos consiste en colocar un resistor de carga en paralelo con el secundario, lo cual reduce el Q efectivo y produce una respuesta resultante como la ilustrada en A de la figura 11-5. Sin embargo, este método reduce, en gran medida, la fuerza relativa de la señal. El segundo, y posiblemente el más común, consiste en el empleo de los efectos de dos etapas

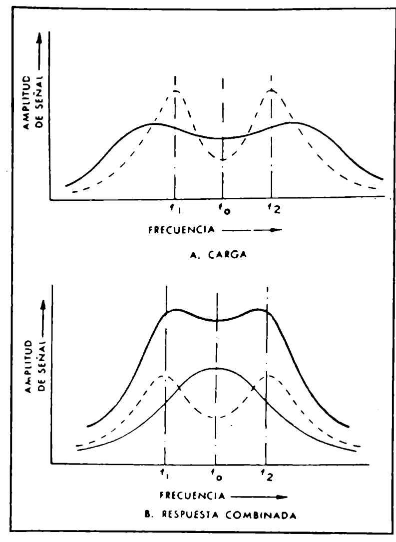


Figura 11-5. Métodos para aplanar las curvas de resonancia de dos picos

de doble sintonía como amplificadoras de FI, la primera de ellas acoplada para producir dos picos y la segunda uno solo. La respuesta resultante será la indicada en B de la figura 11-5.

Los amplificadores de frecuencia intermedia, lo mismo que los de RF, se polarizan para operación clase A, y la ganancia de la sección de amplificación de FI depende de las ganancias individuales de cada circuito amplificador.

Conversión de frecuencia

La conversión de la señal de RF de entrada a una señal de FI para su amplificación en amplificadores de alta ganancia y buena estabilidad, es la característica básica que distingue al superheterodino de los demás tipos de receptores. La función de conversión de frecuencia se realiza, por lo general, mediante un circuito conversor con válvula pentarreja.

Los circuitos mezcladores se utilizan para combinar dos frecuencias, la señal de entrada y la del oscilador local, a fin de producir una nueva frecuencia que, normalmente, es la diferencia o fre-

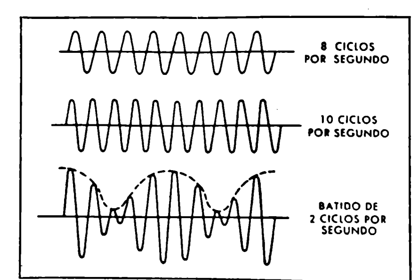


Figura 11-6. Frecuencia diferencia producida por heterodinación de dos frecuencias

cuencia de batido entre ambas. Esta acción se denomina *heterodinación.*

Para entender el principio de heterodinación, obsérvese la figura 11-6. Se ilustran dos señales de O.C. de igual amplitud pero de frecuencia distinta. Si estas señales se introducen en un dispositivo no lineal, tal como una válvula operada en la porción curva de su característica E_g-I_p, ocurre una mezcla en la corriente de electrones de la válvula Se generan muchas frecuencias, incluyendo armónicas. Representando gráficamente las amplitudes instantáneas de las señales aplicadas, puede apreciarse la diferencia resultante, o *frecuencia de batido* (en este caso la nota de batido de dos ciclos). Además, una envolvente de modulación presente en la más débil de las dos señales de O.C., aparece superpuesta sobre la frecuencia de batido como un resultado de la mezcla o acción heterodina en la corriente de electrones de la válvula.

En la aplicación del principio heterodino de conversión de frecuencias al receptor superheterodino, la atención se dirige, fundamentalmente, a la frecuencia diferencia entre las señales de la portadora y del oscilador local. La selección de esta frecuencia diferencia se realiza en un circuito sintonizado (tanque) del circuito de placa de la válvula mezcladora. El tipo más simple de circuito mezclador, donde las dos señales se inyectan a la reja de control de una etapa amplificadora a triodo, queda ilustrado en A de la figura 11-7. La polarización es tal que la válvula opera en la porción no lineal de la curva E_g-I_p para producir la heterodinación de las señales. El circuito de placa se debe sintonizar de manera de obtener una curva de resonancia similar a la de la figura 11-4. Suponiendo que las señales de entrada son de 1200 Kc/s (la de RF) y 1655 Kc/s (la salida del oscilador local), la diferencia será de 455 Kc/s. En la práctica se supone que la corriente de placa tiene presentes las cuatro frecuencias, es decir, la señal de RF, la frecuencia del oscilador local y sus frecuencias suma y diferencia, puesto que estas señales son la más fuertes comparadas con las armónicas más débiles producidas. De allí que, si el circuito tanque se sintoniza a 455 Kc/s, serán rechazados los picos de resonancia de 1200, 1655 y 2855 Kc/s. Este tipo de circuito (con frecuencias elevadas de entrada) se utiliza en receptores de comunicaciones y de televisión. También se utilizan dispositivos a pentodo, a pentarreja y a diodo para realizar la función de mezcla de señales de dos fuentes.

Circuito conversor pentarreja.

El circuito más común para conversión de frecuencias en los receptores superheterodinos para radiodifusión normal es el conversor pentarreja. Este conversor (B de la figura 11-7) utiliza una

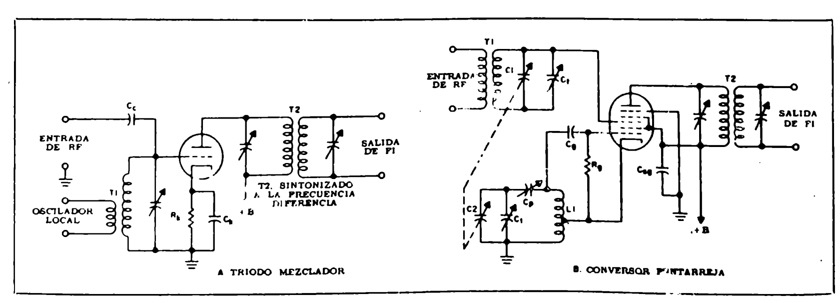


Figura 11-7. Circuitos de conversión de frecuencia

única etapa para el mezclador y el oscilador. Una porción de la válvula multirreja actúa como la sección osciladora local, mientras que otra porción funciona como mezcladora.

La válvula pentarreja se utiliza generalmente en circuitos conversores de una sola etapa. Sin embargo, varias válvulas dobles, tales como doble triodo o triodo-heptodo pueden también utilizarse para cumplir las funciones del oscilador local y mezclador.

El conversor pentarreja en B de la figura 11-7 utiliza el cátodo, reja N 1 como reja de control, y rejas 2 y 4 como la placa de la sección osciladora. En este caso particular se ilustra un circuito oscilador convencional Hartley, alimentado en serie. Esta disposición en la cual la reja del oscilador es la más cercana al cátodo, proporciona la así llamada, *inyección de señal en la reja interior*. Entre las rejas 3 y 4 existe una fuerte tendencia de los electrones a acumularse formando una carga espacial. Esta carga espacial actúa como un cátodo virtual para la porción mezcladora de la válvula, siendo la magnitud de la carga en cualquier instante, proporcional o dependiente de la tensión instantánea de la reja Nº 1. Los electrones de esta zona de carga espacial son drenados hacia placa en concordancia con el potencial de la reja Nº 3, que varía de acuerdo con la señal de RF de entrada. La señal del oscilador modula el flujo de electrones del cátodo, mientras que la señal de entrada de RF varía la corriente de la válvula que llega a la placa. Por lo tanto, las dos señales resultan mezcladas y el tanque de placa selecciona la frecuencia diferencia deseada.

Elección de la frecuencia intermedia.

En casi todos los receptores de MA para aplicaciones por debajo de los 10 Mc/s, aproximadamente, se utiliza una frecuencia intermedia de 455 Kc/s. Esta frecuencia se ha elegido como un compromiso para conseguir buena ganancia y selectividad conjuntamente con un buen rechazo de *frecuencia imagen*.

Para cada una de las frecuencias a las cuales se puede sintonizar un receptor superheterodino, existe una frecuencia imagen, la cual es superior o inferior a la del oscilador local en una magnitud igual a la frecuencia intermedia. Si la frecuencia del oscilador local es más baja que la de la señal recibida, la señal imagen es de una frecuencia inferior a la del oscilador, y la diferencia entre la imagen y la señal deseada es el doble de la frecuencia intermedia. En forma similar, si la frecuencia del oscilador es superior a la de la señal deseada, la frecuencia imagen es más alta que la de la señal en una magnitud igual al doble de la FI.

A menos que la selectividad del circuito precedente al mezclador sea capaz de atenuar satisfactoriamente la señal imagen, ella se oirá a la salida del equipo receptor. La figura 11-8 ilustra la res-

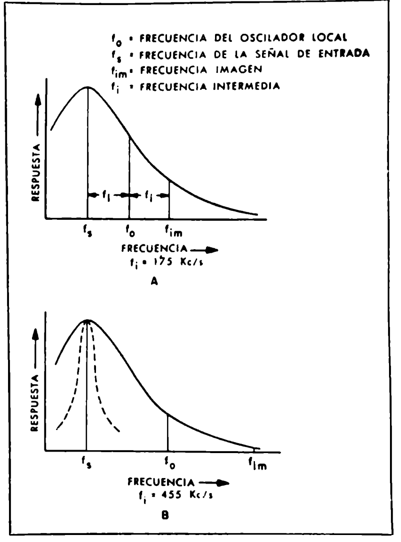


Figura 11-8. Respuesta de frecuencia imagen de un receptor superheterodino

puesta de frecuencia imagen en un receptor superheterodino. El receptor se supone sintonizado a 840 Kc/s y la respuesta de los circuitos resonantes que preceden al mezclador se representa en A de la figura. Con el oscilador local funcionando en la frecuencia de 175 Kc/s por encima de la señal deseada, la frecuencia imagen es de 1190 Kc/s. En vista de la característica de selectividad ancha del circuito o de los circuitos sintonizados que preceden al oscilador, no podrá suprimirse por completo una señal fuerte de 1190 Kc/s. En general, la capacidad de rechazo de imagen de un receptor está definida como la relación entre la entrada requerida a la frecuencia imagen y la señal requerida en la frecuencia normal para producir señales de salida de igual magnitud. Esta relación se conoce

como ***relación de imagen o de interferencia de imagen***. La interferencia de imagen se reduce en gran medida cuando esta relación es suficientemente alta.

En B de la figura 11-8, se muestra un receptor con una relación de imagen mejorada. En este caso la frecuencia intermedia es de 455 Kc/s y la señal imagen de 1750 Kc/s. Con este aumento de la separación, respecto a la señal deseada (840 Kc/s), probablemente habrá suficiente atenuación para rechazar la imagen. Si la separación de la señal recibida y la del oscilador local se aumentara aún más (produciendo en consecuencia una FI más alta), el resultado será una selectividad y ganancia reducidas en las etapas de FI.

Consultando la parte B de la figura 11-7, supongamos que el circuito sintonizado de entrada integrado por T1 y C1 tiene una respuesta de frecuencia similar a la indicada en B de la figura 11-8, y también que el oscilador local del conversor está 455 Kc/s por arriba de la señal de entrada. La frecuencia imagen quedará entonces reducida en amplitud como ya se ha dicho. A fin de asegurar que la respuesta del receptor mantiene la deseada relación de interferencia de imagen, el circuito de preselección (T1 y C1) y el circuito oscilador (L1 y C2) deben sintonizarse simultáneamente para mantener una diferencia constante de 455 Kc/s. Se dice que un receptor superheterodino posee *arrastre* cuando todas las frecuencias de señales dentro del rango de sintonía se convierten exactamente a la misma frecuencia intermedia. Los capacitores de *ajuste, trimmers* (C_t), en paralelo con los capacitores principales de sintonía, aseguran el arrastre en frecuencias altas, mientras que el padder (C_p), que se conecta en serie con el capacitor de sintonía del oscilador, facilita el arrastre en las frecuencias bajas.

Doble conversión.

En receptores que deben poseer una sensibilidad mejor que la corriente, combinada con una relación de imagen alta, se utiliza a veces el proceso de *doble conversión*. La frecuencia de la señal recibida se convierte primero a una frecuencia relativamente alta, de manera de obtener una relación de imagen satisfactoria. Esta primera frecuencia intermedia, a su vez, se convierte en una frecuencia más baja que permite obtener la amplificación deseada. En la figura 11-9, se presenta un diagrama en bloques de una disposición posible de doble conversión. Obsérvese que el segundo oscilador local opera en una frecuencia fija.

Receptor superheterodino típico

En la figura 11-10, se muestra un receptor superheterodino típico de siete válvulas, adecuado para la recepción de radiodifusión de MA. Está integrado por una etapa de amplificación de RF sintonizada, un conversor pentarreja, una etapa de amplificación de FI, un detector, y diodo separado de CAV, una primera etapa amplificadora de tensión de AF y una etapa push-pull amplificadora de potencia de AF. El receptor se opera desde una línea de alimentación de 115 V de alterna, mediante una fuente de alimentación filtrada, con un rectificador de onda completa.

Se puede lograr la comprensión de la función de cada circuito y componente individual, mediante un análisis detallado de los mismos.

Entrada y amplificador de RF.

La señal interceptada por la antena del receptor se acopla a la reja de la válvula amplificadora de RF, V1, a través del transformador de entrada de

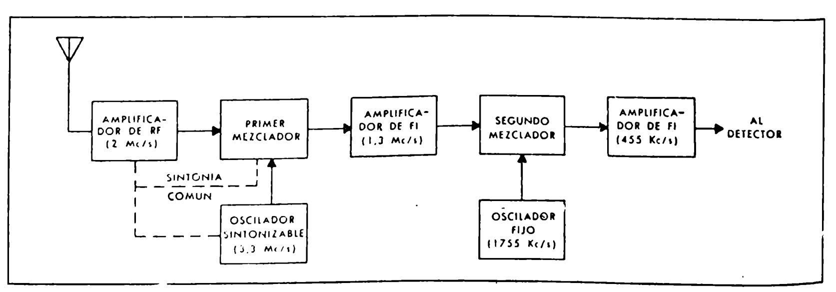


Figura 11-9. Diagrama en bloques de un sintonizador de doble conversión

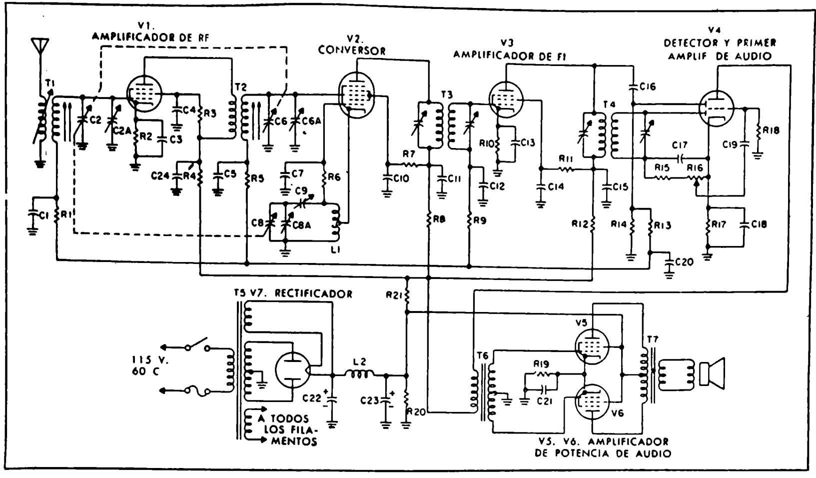


Figura 11-10. Receptor superheterodino

RF, T1. El circuito de entrada a reja se sintoniza a la señal deseada mediante el circuito tanque integrado por el secundario de T1, y el capacitor variable C2. Este capacitor C2, está en tándem con los de sintonía del oscilador y del conversor. La señal seleccionada, amplificada en el circuito de placa de V1, se acopla a la etapa conversora a través del transformador de acoplamiento de RF, T2. A la reja de V1, se aplica la tensión de CAV a través del resistor de desacoplamiento R1. El desacoplamiento lo proveen R1 y C1, en el circuito de reja, R3 y C4 en el de pantalla y R4 y C24 en el de placa. R3 provee, además, una tensión de pantalla más baja para dicho electrodo de la válvula. Ésta opera en clase A con polarización por cátodo, producida a través del resistor R2. C3 es el capacitor de paso de cátodo y C2A es un capacitor trimmer en paralelo con el capacitor principal de sintonía C2.

Conversor.

El conversor realiza las funciones combinadas de generación de una frecuencia de oscilador local y se mezcla con la señal recibida, para producir la frecuencia intermedia deseada. L1 y C8 forman el circuito tanque de un oscilador Hartley. El cátodo de V2 se conecta a una derivación en la bobina osciladora, con retorno a tierra a través de la parte inferior de la bobina. La polarización de trabajo la provee el resistor de escape de reja R6 con el capacitor C7. C8A es el trimmer en paralelo con la sección del oscilador del capacitor de sintonía y C9 es el padder que posibilita el arrastre en el extremo de baja frecuencia del rango de sintonía. La tensión correcta para la pantalla que constituye la placa de la sección osciladora V2, se ajusta mediante el resistor limitador R7, y el desacoplamiento de las corrientes de RF lo efectúa el capacitor de paso de pantalla C10. La señal de RF de entrada se selecciona en el secundario sintonizado de T2, se aplica a la reja de inyección de señal (reja 3) de V2, y se mezcla con la frecuencia de la señal del oscilador local en la corriente electróhica de la válvula. El C6, una sección del tándem o capacitor principal de sintonía, posibilita la sintonía del secundario de T2 a la misma frecuencia a la que se sintoniza el T1. El capacitor C6A es el trimmer para C6. A través de R5 se aplica tensión de CAV a la reja de señal. Puesto que la sección osciladora se sintoniza a una frecuencia más alta (o más baja) que la señal de portadora elegida, en una magnitud igual a la frecuencia intermedia, ambas señales están presentes en la placa de V2, conjuntamente con las frecuencias

suma y diferencia. Sin embargo, solamente se selecciona la frecuencia diferencia en el transformador de FI doble sintonizado T3, cuyo primario está en el circuito de placa.

Amplificador de frecuencia intermedia.

La etapa amplificadora de FI es convencional, y está integrada por la válvula amplificadora pentodo V3, el transformador de FI de entrada T3 y el de salida T4. Ambos transformadores doble sintonizados se ajustan a la frecuencia de la FI. Esta señal se acopla mediante el T3 a la reja de control de la válvula y su salida amplificada en el circuito de placa se acopla a través del transformador de salida a la etapa detectora a diodo. La polarización por cátodo para la operación clase A, se produce mediante la R10 y se aplica tensión de CAV a la reja de control a través de R9. El C12, C13, C14 y C15 son capacitores de desacoplamiento o de paso de RF, para reja, cátodo, pantalla y placa, respectivamente.

Detector, CAV y primer amplificador de AF.

El doble diodo-triodo V4 combina las funciones de un diodo detector, detector del CAV y primer amplificador de AF en una sola etapa. La señal de FI se acopla a través de T4 a la sección diodo de abajo de V4, que actúa como detector. Los resistores en serie R15 y R16, forman la resistencia de carga del detector y C17 es el capacitor del filtro de RF. La salida de audio del detector se toma del cursor variable del potenciómetro de control de volumen, R16 y se acopla a través del capacitor de bloqueo de continua, C19, a la reja de control de la sección triodo de la válvula, que actúa como primer amplificador de AF. La tensión de señal de audiofrecuencia se amplifica en la válvula y se acopla al amplificador de potencia mediante un transformador de acoplamiento interetapa T6.

La tensión de FI de la placa del amplificador de FI, se aplica también a través del capacitor de bloqueo C16, a la sección diodo de arriba de V4, la cual rectifica la tensión de señal con fines de CAV. R14 es el resistor de carga del diodo de CAV. La tensión continua presente a través de él se aplica como tensión de CAV a las rejas del amplificador de RF, del conversor y del amplificador de FI a través del filtro de CAV (R13 y C20) que elimina las componentes de radiofrecuencia y de audio de dicha tensión de control automático. La polarización correcta para el funcionamiento de V4 la provee el resistor de cátodo R17, y su capacitor de paso C18. R18 es el resistor de reja del primer amplificador de AF.

Amplificador de potencia de AF.

La salida de tensión de audio de la placa de V4 alimenta a las rejas de las válvulas pentodos amplificadores de potencia V5 y V6, a través del transformador de acoplamiento interetapa T6. Puesto que el amplificador trabaja en push-pull, el secundario de este transformador tiene punto medio a fin de aplicar la señal de audio, con fases opuestas a las dos válvulas. La salida del amplificador de potencia se acopla a la bobina móvil del parlante mediante el transformador de salida con punto medio, T7. El transformador asegura una adaptación de impedancias correcta entre la bobina móvil y la impedancia de carga placa a placa del amplificador, recomendada por el fabricante. La polarización la suministra el resistor de cátodo común R19 y su capacitor de paso asociado, C21.

Fuente de alimentación.

La línea de canalización de 115 V, 60 ciclos de C.A. se acopla a las placas de la válvula rectificadora de onda completa V7, a través del transformador de poder T5. Este transformador tiene arrollamientos adicionales para alimentar los filamentos de la rectificadora y de todas las demás válvulas. La tensión continua pulsante de salida de la válvula se aplica a una sección de filtro pi de entrada por capacitor, integrada por los capacitores C22 y C23 y el reactor L2. El resistor de drenaje R20 se conecta a través de la salida como una carga reducida, a fin de mejorar la regulación, y como una vía de descarga para los capacitores de filtro. R21 es un resistor de caída de tensión de alimentación a las placas y pantallas de todas las válvulas excepto las de la etapa amplificadora de potencia.

11-3 PROCEDIMIENTOS PARA CALIBRACIÓN DE RECEPTORES

Para el óptimo rendimiento del receptor es necesario que cada uno de los circuitos sintonizados sea ajustado a la frecuencia correcta y que estos ajustes se mantengan. La sintonía de los circuitos del amplificador de RF y del oscilador para seleccionar las transmisiones de una estación en particular, en distintas frecuencias, es, por supuesto, un procedimiento estrictamente operativo y, generalmente, se hace en forma simultánea con un solo control. Sin embargo, a fin de que la sintonía individual de cada circuito pueda realizarse por medio de capacitancias agrupadas en tándem, o

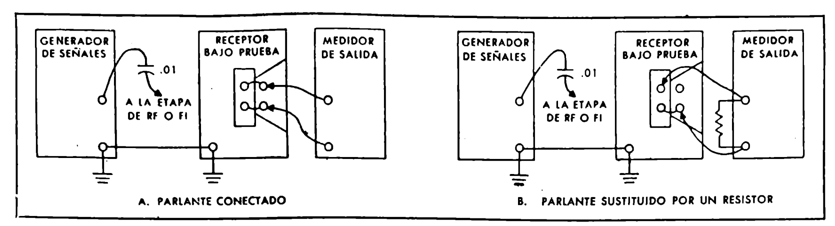


Figura 11-11. Conexión de los instrumentos de prueba para calibración de receptores

sea con sintonía monocontrol, los capacitores se deben ajustar de manera que cada uno de ellos quede calibrado en la misma proporción, a fin de producir la frecuencia intermedia correcta. Este proceso, llamado de *arrastre,* debe incluirse como parte de la calibración total del receptor, además del ajuste del pico de los transformadores sintonizados. El resultado final de un ajuste satisfactorio del receptor es el de su máxima sensibilidad y selectividad con mínima interferencia y distorsión.

El orden del procedimiento de calibración de un receptor de MA es el de ajustar primero los amplificadores de FI, luego el conversor (u oscilador local), a continuación el amplificador de RF (si se lo utiliza) y, finalmente, los circuitos de sintonía de antena. Las conexiones del equipo de pruebas real pueden variar de uno a otro receptor, pero los pasos siempre siguen la misma secuencia.

Requerimientos del equipo de mediciones

Uno de los ítems más importantes necesarios para la calibración de un receptor moderno, es un buen generador de señales. Los requerimientos del generador pueden variar según la complejidad y la frecuencia del equipo de recepción. Esto es, un receptor multibanda de comunicaciones con selectividad variable y calibración exacta, requerirá un generador de precisión, pero esto no será necesario para ajustar correctamente el simple receptor de radiodifusión con sólo un mínimo de etapas sintonizadas. A menudo, este receptor se puede calibrar satisfactoriamente mediante la sintonía de una estación de radiodifusión en el punto deseado de la banda y haciendo los ajustes necesarios en los circuitos sintonizados para obtener máxima salida. Puesto que las frecuencias de las estaciones de radiodifusión deben mantenerse dentro de una tolerancia muy estrecha, el receptor así sintonizado puede quedar calibrado con más precisión que si se utiliza un generador de señales de calidad inferior. Sin embargo, para una calibración satisfactoria de receptores para frecuencias elevadas y multibanda de comunicaciones, es una necesidad un buen generador de señales. También un indicador visual de salida, tal como un medidor de salida o un osciloscopio es muy necesario puesto que un leve cambio en la salida se puede ver más fácilmente que oir.

Instalación del equipo de mediciones

Siempre deberán consultarse las especificaciones de los fabricantes cada vez que ello sea posible, observando sus recomendaciones. Sin embargo, como norma general, el equipo debe tener un período de precalentamiento de 15 minutos antes de iniciar una calibración. Esto se aplica al receptor, al generador de señales, y al voltímetro a válvula (VAV) u osciloscopio, si se utiliza.

El dispositivo de indicación de salida puede conectarse directamente a través de los conductores de la bobina móvil del parlante, o puede enchufarse en el receptáculo o jack para la ficha de los teléfonos (si el receptor está equipado así). En casos donde puede ser conveniente desconectar el parlante, éste se debe sustituir por una resistencia adecuada para provocar la entrega de la carga correcta al amplificador de potencia. Esta resistencia debe adaptarse tan exactamente como sea posible a la impedancia de la bobina móvil o auriculares. Algunos medidores de salida contienen un resistor que puede insertarse por medio de una llave.

En la figura 11-11 se muestra la instalación del equipo para los dos métodos de conexión del medidor de salida. En la parte A de la figura el medidor (u osciloscopio) se conecta directamente a la bobina móvil del parlante y no se necesita resistor. En B, uno de los conductores de la bobina móvil se desconecta y un resistor la sustituye. El valor

de impedancia de la bobina móvil de los receptores más modernos es de 3,2 ohm; por lo tanto, debe utilizarse un resistor de 3,2 ohm.

Debe mantenerse la adaptación de impedancias a la salida del ganador de señales, aunque esta adaptación no es crítica para la mayoría de los objetivos de la calibración. El empleo de un conductor de salida blindado es importante para evitar captaciones dispersas y se debe emplear un capacitor de bloqueo para acoplar la señal al punto deseado del receptor.

Este capacitor debe utilizarse especialmente cuando la señal se inyecta en el circuito de placa de una válvula del receptor para evitar que la tensión de placa pueda dañar la red de atenuación de la salida del generador de señales.

Ajuste mecánico

Durante el período de precalentamiento del equipo puede hacerse el ajuste mecánico del dial de sintonía. El primer paso del procedimiento del ajuste es el de verificación de la precisión del indicador del dial con respecto a la posición de los capacitores del tándem de sintonía. Esto se hace ubicando el indicador del dial sobre la primera marca de indicación en el extremo de baja frecuencia (o en el apoyo o tope del dial), con el capacitor de sintonía totalmente cerrado (rotor dentro del estator). Después del período de precalentamiento de 15 minutos se coloca el control de volumen del receptor al máximo y la llave de cambio de banda, si la tuviera, en la banda de frecuencia más baja (generalmente la de radiodifusión). Si se utiliza un medidor de salida como dispositivo de indicación, se debe colocar en su alcance más bajo. Si el indicador es un voltímetro o un V.A.V., se debe colocar en un rango de baja tensión, tal como la escala de 1,5 volt. Si se utiliza un osciloscopio, la salida debe conectarse a la entrada vertical de éste y la ganancia horizontal se reduce al mínimo de manera que sólo aparezca una línea vertical en la pantalla. Con tensión de calibración de 1,25 volt como referencia, se obtendrá un buen tamaño de figura. El control de ganancia vertical se debe dejar en esta posición durante el resto del procedimiento de alineación y anotarse el punto de calibración de 1,25 volt como referencia.

Calibración del amplificador de FI

Las etapas del amplificador de FI se calibran inyectando una señal del valor de la frecuencia intermedia (generalmente 455 Kc/s en los receptores de radiodifusión), a la reja de señal del conversor (o mezclador). Los trimmers se ajustan en cada uno de los circuitos sintonizados, comenzando en el detector y trabajando hacia le entrada hasta el mezclador.

El oscilador local debe quedar anulado durante el ajuste de la FI de manera que las frecuencias espurias de heterodinación no causen una información errónea. Si se utiliza un oscilador local separado, la válvula se puede retirar o (si esto no es factible se utiliza un conversor) el circuito de reja se debe poner a tierra. Esto se hace fácilmente cortocircuitando las placas del capacitor variable de la sección osciladora con un destornillador pequeño o un clip inserto entre las placas del rotor y del estator.

El circuito CAV debe también anularse durante el ajuste, puesto que la acción de éste también puede determinar que se cometan errores. El CAV se elimina fácilmente poniendo a tierra cualquier punto de su línea colectora. En algunos receptores de comunicaciones existe una llave en el panel frontal para este fin.

Para el proceso de calibración se puede aplicar una señal modulada procedente del generador de señales. La mayoría de ellos provee una modulación interna de 400 ciclos con este objeto. A fin de evitar los efectos de sobremodulación, se utilizará un porciento de modulación del 30 %. Esto reduce también la amplitud de las bandas laterales y facilita una calibración más ajustada.

La salida del generador de señales se aplica a través de un capacitor de bloqueo (por lo general 0,01μF) a la reja de señal del conversor. La conexión de tierra se puede hacer en cualquier punto del chassis o masa del receptor, pero preferiblemente tan cerca del punto de inyección de señal como sea posible.

El nivel de salida del generador de señales se ajusta para una pequeña indicación en el medidar de salida o el osciloscopio. El control de volumen del receptor se debe mantener al máximo durante el proceso de alineación y el nivel de salida del generador se reduce cuanto sea necesario para mantener la indicación de salida alrededor de la magnitud prescripta (1,5 volt, por lo general). La razón de esto es evitar la sobrecarga del amplificador, que determina curvas de selectividad falsas en los circuitos sintonizados, traduciéndose en una calibración incorrecta.

Primero se ajusta el secundario del último transformador de FL para máxima salida en el receptor, y luego se ajusta el primario de la misma manera. La ubicación final de los capacitores (o de los núcleos de las bobinas, en los circuitos de sin-

tonía por permeabilidad) es muy crítica, y cuanto más cerca al punto de salida máxima se haga el ajuste, tanto mejor resultará la alineación. Esta parte del proceso se denomina *aguzamiento* o *afinamiento* o *"peaking"*, y los transformadores de FI están *afinados* cuando quedan sintonizados exactamente a la frecuencia correcta. Para esta operación se debe utilizar una herramienta de calibración; no obstante, se pueden obtener resultados razonablemente buenos empleando un destornillador pequeño manipulado con cuidado. Es posible que ocurra alguna desintonía cuando se ha utilizado un destornillador, porque el campo magnético del transformador puede ser influenciado por la presencia de cualquier objeto metálico.

Cada uno de los transformadores de FI se afina, a su vez, de la misma manera, yendo hacia la entrada hasta la salida del mezclador o conversor incluida. La salida del generador de señales se debe reducir cada vez que la salida del receptor excede el nivel establecido de 1,5 volt.

En el caso de un receptor completamente desajustado, puede no haber salida cuando se aplica la señal a la etapa conversora. En estos casos es preferible inyectar la señal en la placa o reja de la última etapa de FI. Entonces sólo queda un circuito doble sintonizado en la vía o camino de la señal, y la posición adecuada se puede conseguir mucho más fácilmente. Cuando se ha obtenido la sintonía correcta, la inyección de la señal se puede hacer en la etapa precedente, y su transformador de salida se ajusta en la misma forma, trabajando hacia atrás, etapa por etapa, hasta el mezclador.

Si se está en duda acerca de la frecuencia intermedia exacta de un receptor particular, lo mejor es remitirse a los datos del fabricante. Si esto no es posible, la frecuencia correcta se puede hallar conectando el generador de señales como se ha descrito anteriormente y girando el dial de frecuencia de éste, a través de las frecuencias intermedias más comunes, hasta obtener una indicación en la salida del receptor. Los valores más comunes de FI para los receptores de radiodifusión de MA son: 175, 262, 455 y 456 Kc/s. Los receptores del tipo de comunicaciones pueden emplear valores tales como 85, 470 y 1500 Kc/s. Si se observa un pico ancho a la salida del receptor en la región de 270 Kc/s, por ejemplo, no será aventurado suponer que el valor correcto es de 262 Kc/s. También es importante comenzar la búsqueda de la frecuencia intermedia correcta con la señal del generador, desde el extremo más elevado de las posibles FI. En el caso de receptores de radiodifusión, por ejemplo, la sintonía del generador se debe iniciar en 500 Kc/s bajando la frecuencia hasta obtener una indicación de salida del receptor. El propósito de esto es evitar que las armónicas de la salida del generador produzcan indicaciones falsas. Por ejemplo, si la exploración con la señal se iniciara en el extremo más bajo del rango de FI, puede equivocarse por una indicación de salida en 230 Kc/s, suponiendo que la frecuencia intermedia correcta es 262 Kc/s. Será difícil entonces ejustar el receptor. Si por el contrario, se continuara la búsqueda hacia arriba en frecuencia, se hará evidente una salida mucho mayor en la zona de los 455 Kc/s. La primera indicación (errónea) fue causada por la segunda armónica de la señal fundamental del generador de frecuencias.

Una vez establecida la FI correcta y repetida la afinación de cada transformador sin obtener un aumento mayor de la salida del receptor, la calibración de la sección de FI ha quedado terminada.

Calibración del oscilador

Con la sección de amplificación de FI calibrada correctamente, el paso siguiente involucra el ajuste adecuado del oscilador. Éste debe ponerse en funcionamiento nuevamente (insertando la válvula o interrumpiendo el cortocircuito del circuito tanque de reja). El circuito del CAV debe quedar anulado durante el procedimiento completo de ajuste del oscilador.

El oscilador se ajusta primero en el extremo de alta frecuencia de la banda. Esto se hace inyectando una señal de la frecuencia indicada en ese punto del dial, en la entrada de antena del receptor. Cuando una antena de cuadro integra al receptor, debe utilizarse, para acoplar la salida del generador de señales al mismo, otra antena de cuadro. Esta última se puede formar mediante dos vueltas por lo menos, de 15 centímetros de diámetro, de alambre aislado. Este cuadro se conecta a la salida del generador y se ubica a una distancia de alrededor de 15 centímetros de la antena del receptor paralela a ella. En el caso de receptores que no están equipados con antena de cuadro, la salida del generador se conecta al terminal de antena mediante un capacitor de bloqueo de 200 micromicrofarad.

El receptor se debe sintonizar en el extremo de alta frecuencia del dial, siempre que no esté ocupado por una estación local (entre 1500 y 1700 Kc/s). Algunos tienen grabada una marca de alineación en el dial o bien en la placa soporte del mismo. La frecuencia correcta de este punto generalmente está especificada en la información del

fabricante en 1620 Kc/s, y ésta es la que debe utilizarse en estos casos. El generador se coloca, consecuentemente, en esta frecuencia y con su salida modulada. El trimmer del oscilador se ajusta, cuidadosamente, entonces, con una herramienta de calibración para máxima indicación en el medidor de salida u osciloscopio. La salida del generador de sañales se reduce si la salida del receptor excede del nivel de referencia de 1,5 volt.

Calibración del amplificador de RF del circuito de antena

Las etapas del amplificador de RF, si se incluyen en el receptor, se calibran a una frecuencia un poco más baja que el oscilador para asegurar un mejor arrastre en el extremo superior de la banda. Esto se hace generalmente en 1400 ó 1500 Kc/s para la banda de radiodifusión. El generador de señales, todavía conectado a la antena, se coloca en la frecuencia deseada y el receptor se sintoniza lentamente alrededor de ésta hasta obtener la máxima indicación de salida. Los trimmers de RF de cada sección del capacitor de sintonía en tándem se ajustan entonces con la herramienta de calibración para salida máxima. En ausencia de una etapa de RF en el receptor, la entrada al conversor o mezclador es el circuito de antena. Este circuito se ajusta en la misma forma que la etapa de RF.

Arrastre

El oscilador y los circuitos de RF que ya han sido ajustados en el extremo superior de la banda, deben ser calibrados ahora en el extremo inferior a fin de obtener el arrastre correcto.

El dial del receptor se coloca cerca del extremo de baja frecuencia, generalmente en 600 Kc/s. para la banda de radiodifusión. El generador de señales se coloca en esta misma frecuencia, conectado de la misma manera que hasta ahora. El "padder" del oscilador se ajusta por medio de la herramienta de calibración para máxima salida en el receptor. Si no hay un padder, se utiliza el ajuste de la inductancia de la bobina osciladora.

Aunque el dial está fijo en 600 Kc/s no hay seguridad de que los circuitos sintonizados de RF estén resonando en esa frecuencia. La calibración ideal se obtiene cuando los circuitos sintonizados de RF están resonando en 600 Kc/s y el oscilador está sintonizado a la frecuencia intermedia más 600 Kc/s (1055 Kc/s para una FI de 455 Kc/s).

Los ajustes de las secciones de RF variarán según el receptor. Pero todos los que se incluyen son para obtener la salida máxima. Ellos pueden ser "padders", inductancias variables, o placas finales de los rotores con ranuras o hendiduras. Estas placas finales de los rotores de las secciones del capacitor de sintonía se pueden doblar hacia las placas de los estatores para aumentar la capacidad (bajar la frecuencia), y viceversa. El doblado de estas placas es tedioso, engañoso y debe evitarse en lo posible. Las inductancias variables causan mayor interacción con los ajustes de frecuencias altas que la producida por el capacitor padder.

Luego de haber efectuado todos los ajustes en el extremo inferior de la banda, se debe reajustar el extremo superior, en la misma forma que antes. Esto se debe hacer por la interacción entre los ajustes. El proceso completo se debe repetir en ambos extremos por lo menos una vez, o hasta que se obtenga la máxima salida en todas las posiciones del dial del receptor. Los ajustes finales se hacen siempre en el extremo superior de la banda. En algunos receptores, especialmente en los aparatos para automóviles, se incluye un pequeño trimmer en el circuito de antena. Se lo debe ajustar en el extremo superior de la banda para máxima salida del receptor.

En el caso de receptores multibandas, los ajustes de la FI son iguales, y los correspondientes al oscilador y a RF se inician con la banda más baja y sucesivamente en las más altas, hasta la frecuencia de operación más elevada.

11-4 PROCEDIMIENTOS DE LOCALIZACIÓN DE FALLAS EN RECEPTORES

Los receptores de radiodifusión para el hogar y el automóvil por lo general trabajan sin mantenimiento, reparaciones o calibración hasta que dejan de funcionar. Cuando ello ocurre, debe utilizarse algún método de búsqueda de fallas para determinar el componente que está defectuoso y para hacer entonces el reemplazo o reparación del mismo. Por lo general siempre se notará alguna mejora sobre el rendimiento anterior, cuando a la reparación sigue la recalibración del receptor.

Por el contrario, los receptores de comunicaciones son sometidos, por lo general, a revisaciones de funcionamiento en forma periódica y remitidos para pruebas o reparaciones cada vez que las verificaciones periódicas denoten un rendimiento no satisfactorio.

La búsqueda de fallas en receptores puede entonces clasificarse en dos grandes categorías: la del mal funcionamiento, produciendo un rendimiento reducido (donde algo de la señal puede aún oírse), y la de fuera de servicio, no operativo o receptor "mudo".

Búsqueda de fallas en los receptores con mal funcionamiento

Cuando se puede oir alguna señal de salida, la búsqueda de fallas es relativamente simple. Generalmente todo lo que se necesita hacer es realizar pruebas y ajustes para volver la salida del receptor a su valor, nivel o calidad normal para una señal de entrada específica. Cada vez que se hacen pruebas o verificaciones de rendimiento, cualquier deficiencia se debe anotar en una tarjeta adjunta. En ausencia de estos registros puede ser necesario hacer esas pruebas de rendimiento antes de la búsqueda de la falla, a fin de determinar su naturaleza.

Pruebas de rendimiento

Las pruebas de rendimiento varían con los requerimientos particulares de cada instalación y se realizan para determinar las características de calidad del receptor, tales como: sensibilidad, selectividad, y fidelidad. Para los receptores de tipo familiar, tales verificaciones son simplemente una comparación auditiva con la calidad original de cada característica. En los receptores de comunicaciones, sin embargo, se aplica un generador de señales calibrado en frecuencias a la entrada o circuito de antena del receptor y se anotan los valores cuando se obtiene una salida normal. También se hacen diversas pruebas para determinar características tales como nivel de ruido y zumbido, rechazo de imagen, arrastre, corrimiento del oscilador, etc. Si estas pruebas indican un rendimiento no satisfactorio, revelan a su vez las secciones o circuitos que deben explorarse en búsqueda de fallas. Por ejemplo, una pobre sensibilidad acompañada de escasa selectividad puede ser el resultado de un desajuste o amplificación reducida, lo cual, a su vez, puede deberse al envejecimiento o falla de válvulas o a la falla de algún componente en una etapa amplificadora. Si, por otra parte, la selectividad no está desmejorada, debe suponerse que la calibración es satisfactoria y debe sospecharse que la falla está en una etapa amplificadora.

Naturalmente, la calibración del receptor restaurará el funcionamiento correcto únicamente si el resto del conexionado del mismo, incluyendo válvulas y fuente de alimentación, están funcionando debidamente.

Rastreo de señal e inyección de señal

Para encontrar una etapa defectuosa en el receptor, se pueden utilizar dos métodos sencillos. Ellos son: el de *rastreo de la señal*, y el de *inyección de señal* (o *sustitución de señal* como se lo denomina a menudo).

El rastreo de señal es fundamentalmente un modo de exploración o de escucha de una señal empezando por la entrada del receptor y siguiéndola etapa por etapa hasta la salida. En la etapa en que se pierde la señal o deja de escucharse, es donde se debe sospechar una falla. Por supuesto debe haber una señal presente a la entrada del receptor.

Para el rastreo de la señal se puede utilizar un osciloscopio que tenga una respuesta de frecuencia adecuada para los rangos de RF, FI y AF que se encontrarán en el receptor. En ausencia de señal de una estación razonablemente fuerte, se debe conectar un generador de señales a los terminales de antena del receptor. Primero se obtiene la señal con el osciloscopio conectado a la antena, ajustando el tamaño de la presentación en la pantalla. Luego se lo conecta en reja de la primera etapa de RF donde deberá estar presente la señal. Después se desplazan sus conexiones al circuito de placa donde debe notarse un incremento de la amplitud de la señal. El proceso se repite, pasando sucesivamente a la reja y luego a la placa de cada etapa. Los controles de frecuencia del osciloscopio se deben ajustar, por supuesto, cuando se llegue a la salida del mezclador y del detector. Para conectarlo a los circuitos del receptor se debe emplear un capacitor de bloqueo o una punta de prueba especial. Se debe notar una ganancia en cada etapa amplificadora cuando la punta se desplace de la reja a la placa de la válvula. Debe esperarse por supuesto, muy poca o ninguna ganancia en las etapas mezcladora y detectora.

A menudo se utiliza un dispositivo de audio denominado *rastreador de audio*, en lugar del osciloscopio. Este dispositivo es fundamentalmente un amplificador de audio y un parlante (o medidor) para utilizar en la sección de audio del receptor, con una punta detectora para utilizarlo en las secciones de RF o FI. En cualquier caso, el punto donde se nota una discontinuidad de la señal es el punto en donde debe comenzar la exploración de una falla específica.

El segundo método para hallar una etapa defectuosa en un receptor de radio es el de *inyección de señal*. Este método, por medio del cual se aplica una señal por turno a cada etapa en la vía o trayecto de señal, se denomina también de sustitución de señal. Aquí el dispositivo de indicación puede ser el parlante del receptor o bien un osciloscopio (o medidor) conectado a los terminales del parlante. Entonces se aplica una señal a la reja y

placa de cada etapa, desplazándose desde la etapa final (amplificador de potencia de audio) hacia la entrada, hasta que se observe una discontinuidad de señal.

Por supuesto que a las etapas de audio debe inyectarse una señal de audio, a las etapas de FI, una de FI modulada (en la frecuencia correcta) y a las de RF una señal de RF modulada (en la frecuencia indicada en el dial del receptor), en los circuitos de RF y de antena.

Para el rastreo de la señal o inyección de señal, la dirección de la exploración debe invertirse. Sin embargo es preferible, por lo general, trabajar desde lo conocido hacia lo desconocido, en cualquier procedimiento de búsqueda de fallas. Es más rápido, especialmente en los casos en que no se puede escuchar ninguna salida en el parlante, asegurarse primero de que la sección de audio funciona. Por lo tanto, una señal de prueba de audio aplicada a la salida del amplificador debe producir algún sonido en el parlante. Se debe escuchar un clic, aun aplicando una tensión continua reducida a los terminales del parlante. Si así no fuera, el parlante en sí mismo puede estar defectuoso. Cualquier señal de audio, tal como la de un fonocaptor o un oscilador, aplicada a la entrada del amplificador, debe traducirse en una salida apreciable. Si ello no ocurre, el amplificador de audio o bien la fuente de alimentación pueden estar defectuosas.

Búsqueda de fallas en receptores no operativos

Cuando un receptor está "mudo" o totalmente fuera de servicio, existen muchas variantes en lo que respecta a la ubicación de la falla. No deben subestimarse las fallas obvias, tales como cables o cordones rotos, desenchufados o defectuosos (incluyendo las conexiones de alimentación y de antena), fusibles quemados, llaves en posiciones incorrectas y válvulas defectuosas o incorrectamente instaladas, al igual que pilas o baterías. Debe hacerse una inspección visual para determinar si los filamentos de las válvulas están encendidos o no. Si están apagados, la falla puede estar en la fuente de alimentación o en el circuito de filamentos. En los circuitos con los filamentos de las válvulas conectadas en serie, si uno de ellos está quemado, el circuito queda abierto. Una prueba de escucha puede revelar una falla tal como capacitores de filtro abiertos, lo cual causa un fuerte zumbido en el parlante o salida, independientemente de la posición del control de volumen. Una verificación de la tensión de + B revela, por lo general, si la fuente de alimentación está o no funcionando correctamente. Si estos pasos iniciales no han revelado la falla, deberá efectuarse un análisis paso a paso siguiendo un procedimiento adecuado.

Existen varios métodos básicos de búsqueda de fallas en receptores. La disponibilidad de equipo de pruebas es quizás el factor fundamental que rige la elección del método, aunque éste puede estar dictado por la elección personal. En cualquier caso, un acercamiento lógico exige que se siga un procedimiento paso a paso.

Procedimiento paso a paso

Cuatro pasos fáciles de seguir pueden aplicarse a la búsqueda de fallas en cualquier equipo electrónico y ellos son los siguientes:

1. Establecer los *síntomas.*
2. *Localizar* la falla en una función principal.
3. *Aislar* la falla sobre una unidad o circuito.
4. *Ubicar* la falla específica dentro de esa unidad o circuito.

El primer paso para encontrar una falla en un receptor de radio, como en cualquier equipo electrónico, es el de establecer sus síntomas. Una vez que se han establecido, se debe hacer un análisis del inconveniente o defecto. A menudo ello toma unos pocos minutos o puede llevar un tiempo considerable. El tiempo gastado en un análisis correcto se recupera, por lo general, en tiempo y esfuerzo ganado en los pasos siguientes.

Mediante un análisis correcto, la falla se puede localizar en una función tal como sintonía, detección, amplificación, control o alimentación.

El paso siguiente consiste en *aislar* el inconveniente o falla en una unidad, subunidad, circuito o etapa responsable del defecto. La observación cuidadosa del funcionamiento de un receptor cuando se le aplica la alimentación, a menudo ayuda a localizar la falla. Frecuentemente un rastreo de señal etapa por etapa determinará la que está defectuosa, cuando la falla está en la vía o trayecto de la señal. Una verificación de tensión en las funciones principales, en los conductores del + B indicará fallas en la fuente de alimentación o bien componentes en cortocircuito si dicha tensión es demasiado baja.

La *ubicación* de la falla específica dentro de una unidad, circuito o etapa, se puede hacer de un cierto número de maneras. Las válvulas defectuosas se pueden eliminar mediante prueba o sustitución. Las unidades o componentes enchufables pueden verificarse por sustitución directa, cuando se dispone de dichas partes y se sabe que están en buen estado. Los resistores quemados o achicharrados se pueden ubicar a menudo por la observación visual

o por el olor. Lo mismo se aplica también para los componentes en baño de cera o aceite, tales como capacitores, reactores y transformadores. Cuando se sobrecalientan, el aceite o cera de estos componentes se expande y, por lo general se escapa hacia afuera, y a veces determina combaduras de los recipientes y aun su explosión. Los componentes sobrecalentados se pueden ubicar rápidamente mediante el tacto. De este modo los sentidos de la vista, del olfato, del tacto y del oído pueden utilizarse para ubicar muchos componentes defectuosos. También pueden hacerse mediciones de tensiones y resistencias para compararlas con los valores correctos suministrados en la información del fabricante.

11-5 CIRCUITOS DE RECEPTORES ESPECIALES

Hasta ahora sólo se han considerado los circuitos básicos del receptor. En la actualidad las fábricas producen una variedad de modelos de receptores, algunos de los cuales ofrecen simplicidad de diseño, de construción y, consecuentemente, costo reducido. Algunos otros, de naturaleza más compleja, ofrecen simplicidad de operación, mejor control o están previstos para su inclusión en un sistema de unidades múltiples. Otras variedades incluyen receptores diseñados para instalación en automóviles, barcos o aeronaves. La operación portátil demanda la reducción de peso y tamaño estructural y la inclusión de baterías como la fuente de energía. Algunas de estas variedades son sencillas y no requieren consideraciones especiales, pero otras exigen el empleo de conexionados especiales que pueden causar inconvenientes aun al personal técnico experimentado en electrónica. Aquí se presentarán algunas de las muchas aplicaciones de circuitos especiales que afectan los conexionados de los receptores actuales.

Indicadores de sintonía

Los receptores superheterodinos modernos altamente selectivos, son difíciles de sintonizar con precisión a la frecuencia central (portadora) de la señal recibida. Las desintonías producen cortes de bandas laterales con la distorsión consiguiente. En razón de que el circuito del CAV tiende a mantener el nivel de sonido de salida del receptor, aun con una desintonía considerable, es difícil juzgar por el oido solamente, cuándo el receptor está correctamente sintonizado. Un dispositivo de indicación visual que indique con seguridad la sintonía correcta de una señal recibida, se puede incorporar fácilmente al conexionado del receptor. Se utilizan dos tipos de dispositivos para esta indicación. Ellos son: el tipo de medidor y el de rayo o haz electrónico u ojo mágico.

Indicadores medidores

El tipo más simple de indicador de sintonía es un miliamperímetro ordinario conectado en serie con las placas de las válvulas controladas por la tensión del CAV de las secciones de RF o FI, o ambas. Cuando la sintonía del receptor está fuera de frecuencia, la polarización de rejas es baja y en consecuencia la corriente de placas es elevada. Cuando el receptor se acerca a la sintonía exacta, el circuito del CAV aplica una polarización negativa en aumento a las válvulas y la corriente de placa disminuye. El punto de sintonía correcta está indicado por la corriente de placa mínima registrada por el medidor. Puesto que el indicador de éste disminuye su deflección al aproximarse al punto de sintonía correcto, este tipo de medidores se monta por lo general en posición invertida. Se puede incluir una escala con puntos de calibración para indicar la fuerza relativa de la señal. Los medidores así calibrados se denominan frecuentemente medidores de "S". En algunos receptores el medidor de sintonía lee la corriente desbalanceada de un circuito puente conectado a través de la línea del CAV. En este caso se obtiene una indicación directa y el medidor se puede montar en la posición convencional.

Indicadores de haz electrónico

Los indicadores del tipo de *haz electrónico* u *ojo mágico* se utilizan frecuentemente como ayudas visuales de sintonía en los receptores modernos, especialmente los destinados a radiodifusión familiar. La válvula consiste en un sistema de electrodos dobles o de dos secciones, combinando un tubo de rayos catódicos en miniatura y un triodo común que funciona como amplificador de corriente continua, ambos en la misma ampolla.

En la figura 11-12 se muestra una vista a través de un corte, de los electrodos de la válvula. Además del triodo hay dos electrodos especiales, a saber: el ánodo o blanco y el deflector o electrodo de control del haz. El ánodo fluorescente se conecta a la tensión de alimentación de placas del receptor. Funcionando con una elevada tensión positiva, atrae los electrones del cátodo de la válvula. Cuando los electrones golpean el revestimiento fluorescente del ánodo, provocan su fluorescencia, emitiendo una tenue luz verde. La válvula se coloca de manera tal que el ánodo pueda ser visto fácilmente por el operador del receptor.

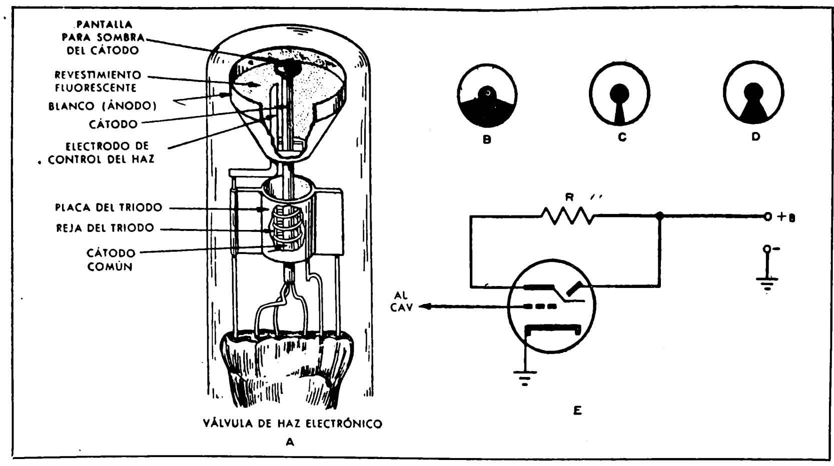


Figura 11-12. Válvula de haz electrónico indicador de sintonía

El electrodo de control del haz se monta entre el cátodo y el ánodo. Es una delgada lámina vertical que sombrea una parte del foco. Cuando el electrodo de control del haz es menos positivo que el foco, los electrones que fluyen hacia él son repelidos por el campo de dicho electrodo y no alcanzan la porción del blanco detrás de él. Puesto que estas porciones del blanco no se iluminan, el electrodo de control de haz arroja una sombra sobre éste. El ancho de la sombra depende de las tensiones relativas del blanco y del electrodo de control. Cuando éste es mucho más negativo que el ánodo, la sombra aparece más ancha, como en B de la figura. Cuando se aproximan al mismo valor, la sombra se ve como en C. Algunos valores intermedios de la tensión relativa hacen que la sombra se vea como en D. El punto oscuro en el centro del anillo iluminado es causado por la pantalla de la luz del cátodo, la cual se agrega expresamente para hacer más notable la deflección.

Las conexiones del circuito de la válvula de rayo electrónico se muestran en E de la figura. La reja de la sección triodo se conecta a la tensión de CAV. Cuando no se recibe señal esta tensión es cero; por lo tanto, la tensión en la reja del triodo es también cero. En consecuencia, hay una gran corriente a través de la válvula, lo cual produce una caída de tensión elevada a través del resistor de carga de placa R. Esta caída de tensión reduce la existente en placa y, en consecuencia, la existente en el electrodo de control del haz, el cual está conectado internamente a dicha placa. Por lo tanto, la tensión en el electrodo de control del haz es mucho menor que la del ánodo, que está conectado a la fuente de alta tensión para alimentación de placas. Para esta condición el ángulo de sombra es máximo.

Cuando el receptor está correctamente sintonizado a la frecuencia de la portadora de una estación de radio, la tensión del CAV es máxima y, en consecuencia, la tensión de la reja control del triodo es muy negativa. De este modo la corriente de placa es baja y la caída de tensión a través de R se reduce. El electrodo del control del haz tiene ahora casi la misma tensión que el ánodo y entonces el ángulo de sombra es mínimo. A señales más intensas corresponde una tensión de CAV mayor y el ángulo de sombra se reduce aún más. De este modo, el indicador de sintonía de haz electrónico indica no sólo la sintonía correcta, sino también la fuerza relativa de la señal.

Circuitos de sintonía automáticos

La operación automática de cualquiera de las funciones de control del receptor agregan simplicidad al trabajo de operarlo. Desgraciadamente, los componentes, conexionado y mantenimiento

adicionales, incrementan el costo de los receptores que contienen estas características. Ello no obstante, si estas características son convenientes y el costo no demasiado excesivo, generalmente se las justifica por las comodidades agregadas. Este es, en general, el caso que se presenta en el receptor de tipo familiar, donde es conveniente reducir el número de controles o ajustes críticos que deben hacerse. En igual forma, tales características permiten receptores del tipo de comunicaciones más seguros y a prueba de curiosos, más fáciles de operar, lo cual redunda en un rendimiento de funcionamiento total más elevado.

El funcionamiento agrupado en tándem de los capacitores de sintonía, fue probablemente la primera de las innovaciones para reducir el número de controles manuales requeridos para sintonizar el receptor a la frecuencia deseada. El control automático de volumen, considerado ahora una necesidad en la mayoría de los receptores, es otra simple adición que proporciona un nivel de salida casi constante para señales de intensidades distintas, con sólo una posición del control manual de volumen.

Un paso ulterior hacia la simplicidad del control es la inclusión de la sintonía automática. Se han hecho varias proposiciones en este sentido, la más familiar de todas es quizá, la de sintonía a botonera, o apretando un botón.

Sintonía a botonera

Existen dos métodos de sintonía a botonera, uno mecánico y otro eléctrico. El sistema mecánico consiste en una serie de botones, cualquiera de los cuales, al ser oprimido, mueve una barra o pulsor de control que está conectado mecánicamente al tándem de sintonía o, en los receptores de sintonía por permeabilidad, a los núcleos de las bobinas de los circuitos tanque del amplificador de RF, oscilador y mezclador. La sintonía por permeabilidad tiene ventajas sobre la sintonía por variación de capacitancia, porque las pequeñas variaciones en la posición de los núcleos, se traducen en un error de arrastre considerablemente menor que el producido por las variaciones en la posición del capacitor.

La profundidad del recorrido de cada botón o tecla, que está controlada por un dispositivo de freno individual ajustable, determina la posición resultante del elemento de sintonía. Cada botón se ajusta a la frecuencia de una estación diferente.

Para la misma función se han utilizado con frecuencia varios sistemas eléctricos. Uno de los métodos emplea un circuito sintonizado para cada estación, y la tecla correspondiente realiza simplemente la función de conmutación, para la inserción del circuito tanque presintonizado en el circuito de señal. Se necesitan, por supuesto, juegos separados de circuitos tanque para cada etapa de RF, para el mezclador y el oscilador.

Otro de los métodos utiliza un motor para girar los capacitores variables de sintonía. Cuando se oprime una tecla, la tensión de operación del motor se aplica a una llave especial de indicación, cuyas posiciones están ajustadas para corresponder a las posiciones correctas del capacitor para las frecuencias de las señales deseadas. El rotor de la llave de indicación está conectado mecánicamente al capacitor de sintonía. Cuando se alcanza la posición correcta, el motor se detiene. La dirección de rotación del motor se invierte automáticamente, dependiendo ello de que la posición del capacitor sea más alta o más baja que la deseada.

El de *autosintonía* es un sistema utilizado en transmisores y receptores de comunicaciones militares y comerciales, movido a motor en forma similar al arriba descripto, excepto que se suelen conectar mecánicamente entre sí y con el motor, cualquier número de ejes de control, y cada uno de ellos se puede presintonizar en un gran número de posiciones. De este modo se puede obtener una cantidad de combinaciones. El control puede ser del tipo a botonera o bien, como en muchas aplicaciones, con un sistema de discado similar al telefónico.

En todas las formas de sintonía a botonera arriba descriptas, los circuitos de sintonía se deben presintonizar y precalibrar, puesto que luego no se efectúa ninguna otra operación de ajuste.

Circuitos buscadores de señal.

Un agregado más reciente a las funciones automáticas de los receptores de MA es la selección automática de estaciones. Un método común, especialmente en receptores de automóvil, es el que emplea un circuito buscador de señal, así llamado porque un mecanismo de sintonía movido a motor, cuando se lo pone en funcionamiento, sintoniza el receptor hasta encontrar una señal de una amplitud predeterminada, en cuyo momento se detiene. Cuando se pone nuevamente en funcionamiento al mecanismo mediante una tecla de control, el dispositivo funciona hasta hallar la siguiente señal de amplitud suficiente, en donde nuevamente se detiene. De este modo, la selección de la estación siguiente la efectúa el circuito automático y no el operador.

El sistema funciona a partir del circuito de CAV del receptor. A fin de conseguir un frenado rápido (para evitar que se exceda la estación), por lo ge-

neral se emplea un sistema operado a resorte. Este mecanismo de resorte está amortiguado mecánicamente para permitir la velocidad de sintonía adecuada, mediante el empleo de una hélice rotativa. El dispositivo accionado a resorte opera al mecanismo desde un extremo (generalmente el extremo inferior) del dial de sintonía, hacia el extremo opuesto. Cuando se intercepta una señal, la tensión resultante del CAV se aplica a una válvula de control, la cual a su vez acciona una palanca operada por una bobina. La palanca o fiador se engrana con la hélice rotativa para frenar rápidamente el sistema mecánico. El nivel de tensión de CAV necesario para operar la bobina se ajusta por medio de un potenciómetro sensible que actúa sobre la polarización de la válvula de control. Cuando se oprime la tecla de control, la tensión del solenoide se interrumpe momentáneamente, liberando, de este modo, el mecanismo de sintonía hasta que la acción de CAV de una señal interceptada determine la repetición de la acción de frenado. Cuando no se intercepta ninguna señal o cuando se llega al extremo de la banda, se engrana una llave que cierra el circuito para una corriente que excita un potente electroimán. Este solenoide potente vuelve el mecanismo de sintonía al extremo inferior de la banda y, en consecuencia, distiende nuevamente al resorte en cuyo momento se interrumpe la corriente del electroimán.

En ausencia de una señal de suficiente amplitud para operar el relé controlado por el CAV, el mecanismo continúa la búsqueda barriendo la banda de uno al otro extremo.

Sistemas de fuentes de alimentación de corriente continua.

En ciertas aplicaciones es necesario operar el receptor con una fuente de energía de C.C. Esto es válido en las regiones donde únicamente se provee C.C., o bien en instalaciones de automóviles o navales. En el primer caso, la energía provista está en el orden entre 110 y 220 volt, comparable a la prevista por los sistemas de C.A. de 50/60 c/s. En instalaciones de automóviles la energía disponible es la fuentes de 6 ó 12 volt, y en muchas instalaciones marinas las mismas funcionan con energía de C.C. de baja tensión.

Los valores correctos de tensión pueden ser fácilmente suministrados mediante baterías las cuales son, por supuesto, una necesidad para los equipos portátiles. Sin embargo, para instalaciones fijas, es más conveniente, por razones de economía, hacer uso de la energía disponible. En el caso de sistemas de C.A., una fuente del tipo a transformador se puede aplicar fácilmente a fin de convertir la tensión de línea en la requerida para el funcionamiento del receptor. Pero los transformadores no se pueden utilizar en sistemas de C.C.

Se pueden emplear varios métodos para convertir la tensión continua a los valores correctos para el funcionamiento de equipos electrónicos. Uno de ellos es el de utilizar un motogenerador, o convertidor rotativo, para generar las tensiones deseadas. Sin embargo, estos dispositivos consumen, por sí mismos, una potencia considerable, de manera que su rendimiento es muy bajo para pequeñas magnitudes de potencia.

Cuando la tensión de línea de la fuente de energía es suficientemente elevada, puede aplicársela directamente, o bien a través de resistencias adecuadas como divisores de tensión, a los circuitos del receptor. Por el contrario, las bajas tensiones deben convertirse en tensiones altas para el funcionamiento normal de las válvulas electrónicas. Muchas válvulas pueden funcionar con tensiones del orden de los 110 volt. Los receptores simples diseñados para funcionar con tensiones de 110-220 volt de C.A. o C.C. son los llamados de ambas corrientes.

El receptor de ambas corrientes.

El receptor sin transformador o de ambas corrientes no contiene transformador de poder. En lugar de ello, la tensión de placa se deriva directamente de la línea de canalización. Los receptores así diseñados son de un costo sustancialmente reducido, debido a la eliminación del transformador de poder y algunos componentes asociados. En consecuencia, muchos receptores para uso familiar responden a este diseño. Se consiguen los beneficios adicionales del peso reducido y pequeño tamaño.

En la figura 11-13 se muestra un circuito típico de receptor de ambas corrientes. Únicamente dos consideraciones importantes lo hacen diferente respecto de su equivalente convencional para C.A. Una de ellas es que todos los filamentos se conectan en serie. La tensión de la línea se divide entonces entre todos los filamentos. La caída de tensión total a través de los filamentos debe, por lo tanto, igualar a la tensión de línea; en caso contrario, se debe insertar un resistor adicional para hacer caer la diferencia (en casos de tensión de línea más alta que la caída de tensión resultante en la serie de filamentos). Además, el régimen de corriente de todas las válvulas debe ser el mismo; en caso contrario, las válvulas que tengan regíme-

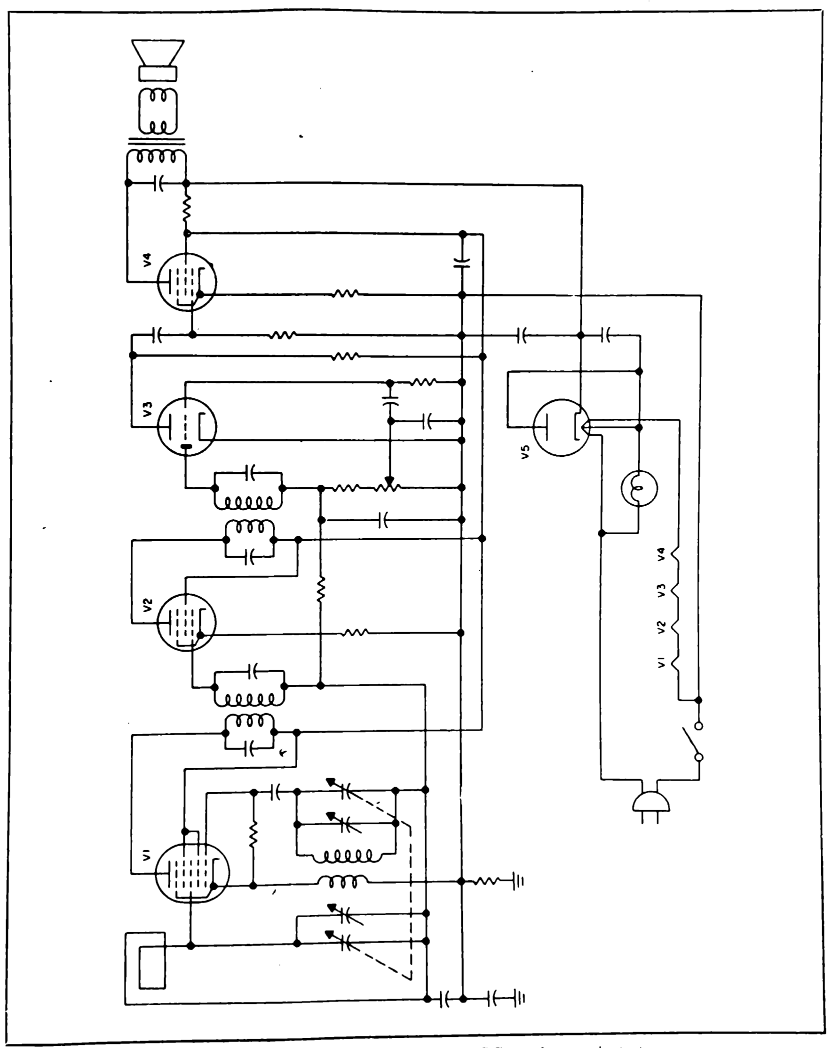


Figura 11-13. Receptor típico para C.A./C.C. (ambas corrientes)

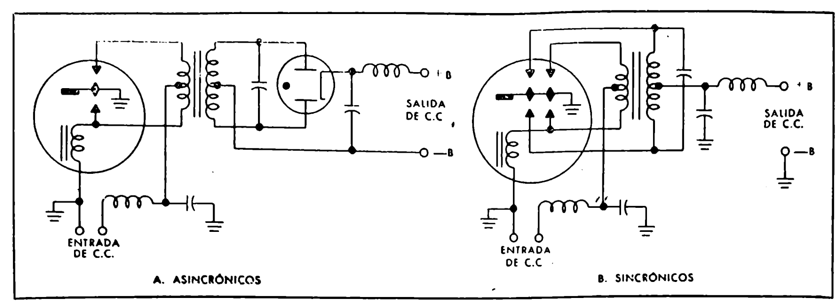


Figura 11-14. Sistema de fuentes de alimentación a vibrador

nes menores de corriente, deben llevar resistores (o los filamentos de otras válvulas) en paralelo a fin de mantener el valor de la caída de tensión. En los circuitos de ambas corrientes se utilizan, por lo general, válvulas especiales diseñadas para el funcionamiento con filamentos en serie. Mediante la selección adecuada de las válvulas del circuito, a menudo se pueden eliminar los resistores en serie.

La otra consideración es la de tensión de placa. La tensión de línea se conecta directamente al circuito rectificador. En consecuencia, la tensión para placas nunca puede superar sustancialmente al valor de la tensión de línea. En todos los circuitos rectificadores, siempre se introduce algo de pérdida; sin embargo, la caída de tensión resultante se puede compensar, por lo general, mediante el empleo de capacitores de filtro de grandes valores. Puesto que un valor excesivamente grande del capacitor de entrada puede determinar que la válvula rectificadora se inutilice, este valor se debe mantener dentro de límites de seguridad y la capacitancia adicional requerida se incluye en el capacitor de salida del filtro. En los circuitos de ambas corrientes, donde los factores de peso y costo son los fundamentales, se encuentran por lo general, filtros de tipo R-C, en lugar de los del tipo a reactancia. Existen para estos receptores diversos tipos de válvulas rectificadoras especiales. En los más comunes, una porción del filamento tiene una derivación diseñada para formar un fusible para la corriente de placa, cuando se la conecta adecuadamente. La caída de tensión a través de esta sección está en el orden de los 6 volt, de modo que se le puede conectar en paralelo un foquito piloto.

Fuentes de alimentación a vibrador.

Cuando se utiliza una baja tensión continua, como fuente primaria de energía para un receptor de radio, es imposible el suministro de la suficiente tensión de placa en forma directa. Ello no obstante, desarrollos recientes en diseños de válvulas han permitido algunos tipos que pueden operarse con tensiones de placa tan bajas como 12 volt. Estas válvulas se pueden operar en circuitos adecuados, directamente con sistemas de energía eléctrica de 12 volt. Por supuesto, también se pueden utilizar dinamotores para elevar la tensión al nivel correcto para el funcionamiento de las válvulas, con alguna pérdida de rendimiento. En la mayoría de los receptores para automóviles se utiliza una fuente de alimentación del tipo a vibrador. En la figura 11-14, se ilustran dos sistemas de este tipo. En el circuito mostrado en A de la figura 11-14 se utiliza una válvula rectificadora de alto vacío. A menudo, esta válvula suele ser del tipo gaseoso y cátodo frío, de modo de reducir el drenaje de filamentos del sistema. Otro método, que elimina la necesidad de una válvula rectificadora, es el que utiliza un vibrador sincrónico, ilustrado en B de dicha figura. El vibrador asincrónico interrumpe la tensión continua aplicada al primario del transformador de poder. La salida, tomada del secundario del transformador, es una tensión alterna elevada que luego se rectifica. El vibrador sincrónico convierte, en forma similar, la tensión continua en tensión alterna, pero además y simultáneamente, la rectifica. Ambas salidas rectificadas se deben filtrar convenientemente para utilizarlas como alimentación de continua del receptor.

Combinación de radio y fonógrafo.

A fin de hacer más versátil al receptor del tipo familiar, se le pueden incluir facilidades para la operación y aplicación de un tocadiscos a fonógrafo. Puesto que el receptor incluye un amplificador de audio completo, todo lo que se necesita es un conector de entrada aplicado a la reja de la primera válvula amplificadora de audio. En otros sistemas, el tocadiscos y el receptor están dispuestos de tal manera que combinan radio y fonógrafo (que llamamos combinado). Un dispositivo de conmutación "radio-fono" adecuado, permite conectar el tocadiscos o el sintonizador de radio, al amplificador de audio.

Con cualquier sistema de audio se puede utilizar un sintonizador de radio (de MA y/o MF) integrado por un receptor completo excepto el amplificador de audio (y a menudo la fuente de alimentación). La inclusión de estas facilidades mediante el empleo de tales unidades, aumenta la versatilidad del sistema.

11-6 RESUMEN

El receptor superheterodino difiere fundamentalmente del RFS, en que varía la frecuencia de la señal recibida a un valor más bajo y fijo, llamado *frecuencia intermedia*. Los circuitos sintonizados para la frecuencia intermedia se pueden diseñar para operar con la máxima selectividad, sensibilidad y estabilidad.

La conversión de la señal recibida a una frecuencia inferior se basa en el principio *heterodino*. Cuando una señal de radio modulada se heterodina con una generada localmente en el receptor, la envolvente de la frecuencia de batido resultante, o FI, contiene la modulación de la señal original. La banda pasante de la sección de amplificación de FI debe ser tal que esta modulación y sus bandas laterales no resulten mutiladas.

La conversión de frecuencia se efectúa en los circuitos de la válvula osciladora y mezcladora. La corriente de placa de la válvula mezcladora contiene las frecuencias del oscilador, la de la señal de entrada, y la suma y diferencia entre ambas. En el circuito de placa de la etapa mezcladora se selecciona únicamente la frecuencia diferencia para su transferencia a la entrada del amplificador de FI. Se pueden utilizar válvulas separadas como osciladora y mezcladora, pero también se pueden emplear válvulas conversoras pentarreja, para efectuar ambas funciones en una sola etapa.

La elección de la frecuencia intermedia es un compromiso entre la selectividad y la ganancia deseada y el arrastre e interferencia de imagen permisibles del oscilador; cuando es más elevada la frecuencia intermedia, más baja es la ganancia y selectividad y, cuanto más baja es la FI, mayores son las posibilidades de interferencia de imagen y las dificultades para un arrastre uniforme del oscilador. Estos efectos se pueden compensar mediante el empleo de la doble conversión, convirtiendo primero a una FI y luego a otra más baja, mediante el empleo de dos etapas osciladoras y dos mezcladoras con sus respectivos amplificadores de FI en cascada.

La calibración del receptor superheterodino se efectúa calibrando primero las etapas de FI, luego el oscilador y, por último, los circuitos de RF y antena. Los trimmers de RF y del oscilador se ajustan en el extremo superior de la banda, mientras que el padder del oscilador se ajusta en el extremo inferior. Repitiendo el proceso de calibración de cada sección se corrige la interacción entre los dispositivos de ajuste. La posición correcta del padder del oscilador se consigue luego de repetir los ajustes en ambos extremos de la banda.

La búsqueda de fallas en los receptores se facilita mediante el *rastreo* o la *inyección de una señal*. El *rastreo de señal* se efectúa por medios auditivos o visuales, explorando y detectando una señal recibida desde la antena, etapa por etapa a lo largo del receptor, hasta que se la pierde, lo cual indica la etapa donde probablemente radica la falla. La *inyección de señal* se realiza aplicando una señal de la frecuencia adecuada a la salida del receptor y desplazando hacia la entrada el punto de su aplicación, etapa por etapa, hacia la antena, hasta que se la pierde, lo cual indica la etapa defectuosa. Uno y otro proceso pueden invertirse.

La sintonía del receptor puede simplificarse mediante el empleo de un indicador de sintonía. Este indicador puede ser un medidor o bien una válvula de haz electrónico u *ojo mágico*. Cualquiera de las dos funciona bajo la acción del CAV y puede utilizarse como indicador de la fuerza relativa de la señal. La sintonía a botonera, sea mecánica o eléctrica, de señales presintonizadas, puede incluirse como una facilidad adicional de sintonía de receptores. Los circuitos de búsqueda de señal operados por la acción del CAV, en realidad buscan la señal y, en consecuencia, no se requiere presintonías, excepto el ajuste de la sensibilidad del sistema, que debe ser regulable. El resultado es una sintonía progresiva más que selectiva.

Una variación en el conexionado de los receptores que permite su empleo con sistemas de energía

de C.A. y C.C, es el del receptor sin transformador, o de ambas corrientes. Debe hacerse una adecuada elección de válvulas para satisfacer la conexión en serie de los filamentos y las limitaciones de tensiones de placa más baja.

Las fuentes de alimentación del tipo a vibrador se utilizan normalmente en receptores para automóviles, aunque pueden emplearse dinamotores para las aplicaciones móviles, con un rendimiento inferior.

El circuito de audio de cualquier receptor se puede utilizar como un amplificador de audiofonográfico u otros empleos, si se incluyen las adecuadas facilidades en el mismo. Con los amplificadores de audio se pueden utilizar sintonizadores de radio integrados por los circuitos de RF, FI y detección únicamente. De este modo, la versatilidad del receptor le confiere adaptabilidad para cualquier sistema de sonido u otras combinaciones prácticas.

CUESTIONARIO

1. Cite tres desventajas del receptor RFS que son superadas por el receptor superheterodino.
2. ¿Cuáles son los pasos involucrados en la recepción de una señal mediante un receptor superheterodino?
3. Describa el proceso de conversión de frecuencias.
4. ¿Qué es la frecuencia de batido?
5. ¿Qué frecuencias están presentes en la corriente de placa de una válvula mezcladora?
6. ¿Qué factores influyen en la elección de la frecuencia intermedia?
7. ¿Cuál es la diferencia entre un mezclador y un conversor?
8. ¿Qué circuitos sintonizados se deben ajustar primero, cuando se alinea un receptor superheterodino?
9. ¿En qué extremo de la banda se ajusta el "padder" del oscilador?
10. ¿Cómo se efectúa el arrastre del amplificador de RF y del oscilador para que coincidan los mismos en el extremo inferior de la banda?
11. ¿Por qué debe repetirse por lo menos una vez, cada paso de ajuste del receptor superheterodino, después que se han efectuado los ajustes subsiguientes?
12. ¿Cómo puede ubicarse rápidamente la etapa defectuosa de un receptor con mal funcionamiento?
13. ¿En qué difiere la *inyección de señal,* del *rastreo de señal?*
14. Nombre dos métodos de sintonía a botonera.
15. ¿Cuáles son las diferencias más importantes entre un receptor de ambas corrientes y uno convencional de C.A.?

CAPITULO XII

Modulación de Frecuencia Principios del Transmisor

12 - 1 Introducción

En el estudio de transmisores de M.A. se vio que la señal transmitida es una onda portadora de radiofrecuencia fija, que varía en amplitud, o sea en la cantidad de potencia que contiene, mediante la señal moduladora. Se encontraron dos métodos para la obtención de la variación de amplitud: el de bajo nivel y el de alto nivel. Con este último se vio que es necesario un nivel bastante alto de potencia de audio para variar la amplitud de la portadora.

Por el contrario, el sistema de M.F. involucra la utilización de un nivel de potencia de audio comparativamente bajo para variar la frecuencia —no la amplitud— de la señal transmitida. Por lo tanto, mientras la amplitud permanece constante, lo que variará es la *frecuencia* de la señal de M.F. transmitida, en concordancia con la modulación de audio. En la figura 12-1 se hace una comparación entre señales de M.A. y M.F.

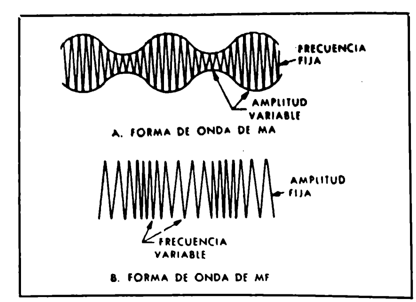


Figura 12-1. Comparación de las formas de onda de MA y MF

12-2 DIAGRAMA EN BLOQUES COMPARATIVOS ENTRE TRANSMISORES DE M.A. y M.F.

En la figura 12-2 se presentan diagramas en bloque de transmisores de M.A. y M.F. El transmisor de M.A., en la parte A de la figura, utiliza el tipo de modulación en alto nivel. El transmisor de M.F. en B de la figura, es del tipo de "modulador a reactancia", en el cual se varía directamente la frecuencia del oscilador maestro.

El transmisor de M.F. con modulador a reactancia, es uno de los tres tipos básicos de transmisores de M.F. Los tres tipos se clasifican y difieren únicamente por el medio de obtener la variación de frecuencia del oscilador maestro. Puesto que el conexionado del oscilador, separador, multiplicador y amplificador final de los transmisores de M.A. y M.F. es idéntico funcionalmente, el estudio de las diferencias fundamentales en los circuitos del modulador de M.F. servirá para indicar las medios de obtener la forma de onda del transmisor respectivo.

En forma semejante al transmisor de M.A., el de M.F. utiliza también multiplicadores de frecuencia; no obstante, la multiplicación tiene lugar después de que la señal ha sido modulada. En el transmisor de M.A. la multiplicación de frecuencia debe efectuarse antes de modular la señal, de manera de conservar la modulación original.

12-3 PRINCIPIOS DE MODULACIÓN

Independientemente del método utilizado para producir una forma de onda de RF de frecuencia modulada (esto se estudiará en detalle al finalizar el capítulo), deben reunirse ciertos requisitos fundamentales. De estos requisitos, los más importantes son los impuestos por la F.C.C. (Federal Communications Commission) y la Secretaría de Estado de Comunicaciones, que tienen el control de todas las transmisiones de radio en los Estados Unidos y la República Argentina, respectivamente.*

Los organismos mencionados precedentemente, han establecido una asignación de potencia máxima de .50 Kilowatt, ancho de banda de 10 Kc/s y una frecuencia definida en la banda de radiodifusión comercial de 540 a 1600 Kilociclos para las emisoras de M.A. La radiodifusión en M.F. está regida por normas similares a éstas, en la banda de 88 a 108 Megaciclos. Puesto que la frecuencia de la portadora de M.F. se varía con la señal de modulación, se ha establecido un límite, relacionado con la máxima variación a cada lado. Este límite es de ± 75 Kilociclos. Suponiendo que la frecuencia central asignada a una estación de M.F. sea de 100 Mc/s, los límites de oscilación de la portadora o desviación serán: hacia arriba, hasta 100, 075 y hacia abajo, hasta 99,925 Mc/s. Así, la desviación máxima total de la portadora de RF de cualquier estación de MF es de 150 Kc/s. Esta asignación de banda ancha, mostrada en la figura 12-3, tiene también una zona de separación entre canales adyacentes de 25 Kilociclos en cada extremo, llamadas bandas de protección. Estas zonas de seguridad se permiten para prevenir la interferencia de canales adyacentes, aunque muy raramente se asigne a dos estaciones de la misma localidad canales adyacentes en el espectro.

La desviación de frecuencia total de 150 Kilociclos permitida por las reglamentaciones, se llama modulación al 100 por ciento. En el verdadero sentido de la palabra, el 100 por ciento de modulación en M.F. desplazaría la portadora de RF desde su valor de reposo o sin modulación, hacia abajo hasta cero ciclos y hacia arriba hasta el doble de su frecuencia. Esta desviación teórica no es práctica; por ello, el límite de 150 Kc/s se considera generalmente como de modulación al 100 por ciento.

Bandas laterales en M.F.

Se vio con anterioridad que la modulación de amplitud de una forma de onda de RF produce bandas laterales superior e inferior. En forma semejante, cuando una señal de RF se modula en frecuencia, también se producen bandas laterales cuya separación en frecuencia depende del valor de la señal de modulación. Supongamos, por ejemplo, que la portadora de M.F. se modula con una señal de 100 ciclos; las bandas laterales

* Se ha incluido el organismo argentino que, por supuesto, no figura en la edición original norteamericana (N. del T.).

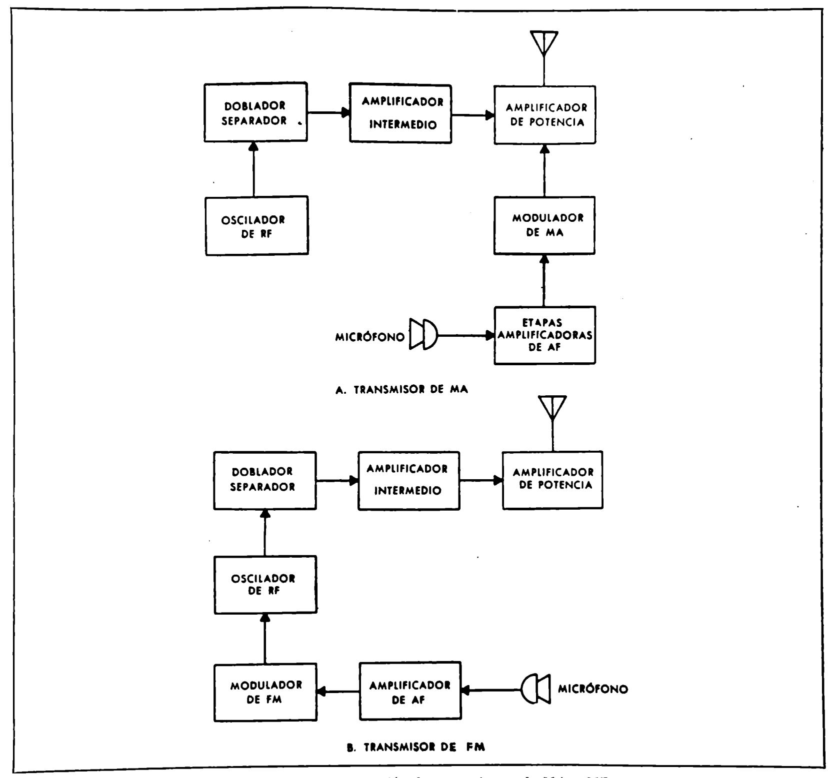


Figura 12-2. Comparación de transmisores de MA y MF

aparecerán en múltiplos pares de 100 ciclos abajo y arriba de la frecuencia portadora. En igual forma, si la portadora se modula con una señal de 5.000 c/s, las bandas laterales aparecerán en múltiplos pares de ese valor por encima y debajo de la portadora. En este caso, existirán bandas laterales múltiples en lugar del par único que se obtiene en la modulación de amplitud de una portadora con un tono.

El número de bandas laterales de amplitud apreciable dependerá de la desviación producida y de la frecuencia de modulación. El cálculo del factor denominado índice de modulación, es el primer paso en la determinación del número de bandas laterales. El índice de modulación se puede determinar mediante el empleo de la fórmula que se transcribe:

$$\text{Índice de modulación} = \frac{\text{Desviación de la portadora}}{\text{Frecuencia de modulación}} \qquad (12\text{-}1)$$

Como se mencionó al principio, la máxima desviación de la banda de radiodifusión de M.F. está limitada por las reglamenciones a 75 Kc/s. Así

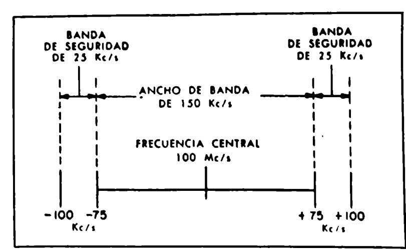


Figura 12-3. Ancho de banda asignado a transmisores de MF (comerciales)

el índice máximo de modulación para la frecuencia de audio más elevada utilizada normalmente, 15 Kc/s, es:

$$\text{Índice de modulación} = \frac{75.000}{15.000} = 5$$

La desviación legal máxima en 100 ciclos da como resultado un índice bastante mayor:

$$\text{Índice de modulación} = \frac{75.000}{100} = 750$$

El índice de modulación será mayor para las frecuencia bajas que para las elevadas con la misma desviación.

La amplificación del índice de modulación a un juego de ecuaciones conocido como las *funciones de Bessel*, permite el cálculo de la amplitud relativa de un número de bandas laterales extremadamente grande. Únicamente aquéllas cercanas a la portadora tienen amplitud suficiente como para tener un efecto notable sobre la señal y, por lo tanto, se las puede considerar importantes. Las bandas laterales importantes tienen una amplitud igual a por lo menos el 1 por ciento (0,01) de la amplitud de la portadora no modulada. En la tabla 12-1 se da una cantidad de valores de índices de modulación y el número correspondiente de bandas laterales importantes, tal como se calculan por medio de las funciones de Bessel. Las amplitudes relativas reales no son importantes, pero lo son algunos factores asociados con ellas. Primero, la potencia total en la onda no cambia como ocurre en la modulación de amplitud, y mantiene el mismo valor que la potencia sin modulación. De este modo, la amplitud de la portadora disminuye con la modulación. Además, para índices de modulación superiores a 1, las amplitudes de las bandas laterales no disminuyen con su ubicación más alejada de la portadora, pero varían en cierto modo irregularmente. El valor de la portadora puede ser cero, si el índice de modulación está exactamente en su valor correcto. La figura 12-4 muestra la distribución de frecuencias de la señal de M.F. para distintos valores del índice de modulación, basada en una portadora no modulada de amplitud igual a la unidad (1).

En cada parte de la figura 12-4 (excepto la parte A), puede verse que existen bandas laterales importantes alejadas de la portadora a cada lado de la frecuencia no modulada, hasta en su máxima desviación. Si la desviación es de 75 Kc/s, esto significa que habrá bandas laterales fuera del canal asignado, en la banda de guarda. Esto se tiene en cuenta en las asignaciones de frecuencias, de manera que resulte un mínimo de interferencia. La F.C.C. y la Secr. de Com. admiten un margen superior para este fenómeno, evitando asignaciones de canales adyacentes a estaciones ubicadas en la misma localidad.

De esto se puede concluir que el número de bandas laterales importantes y sus amplitudes relativas están determinadas por el índice de modulación o por la potencia con que se module la portadora. El espaciamiento entre las bandas laterales es igual a la frecuencia de modulación.

La modulación de frecuencia es ampliamente conocida como el medio de radiodifusión de alta fidelidad. Debe hacerse notar aquí que ello no es inherente a la M.F., pero es un resultado de las normas en vigencia para los servicios de M.A. y M.F. La banda de radiodifusión de M. A. está muy poblada de estaciones y el ancho de banda permitido a cada una de ellas está limitado severamente. Esto restringe la frecuencia máxima de mo-

TABLA 12-1

Índice de modulación	Número total de banda laterales importantes encontradas por arriba y por debajo de la portadora	Ancho de banda requerido (f = audio-frecuencia)
0,01 a 0,40	2	2f
0,5	4	4f
1,0	6	6f
2,0	8	8f
3,0	12	12f
4,0	14	14f
5,0	16	16f
6	18	18f
7	20	20f
8	24	24f
9	26	26f
10	28	28f
11	32	32f
12	34	34f
13	36	36f
14	38	38f
15	40	40f

dulación y reduce de este modo la fidelidad de la reproducción. La banda de M.F. está en la región de F.M.E. (V.H.F.) y donde hay más espacio disponible y, en consecuencia, a cada estación se le permite un ancho de banda mucho mayor. En realidad, la M.F. requiere un ancho de banda mayor que la M.A. para obtener un elevado rendimiento (índice de modulación elevado) y radiodifusión de alta fidelidad. Sin embargo, la M.A es más vulnerable al ruido e interferencia por ciertas características del receptor que se estudiarán en el capítulo siguiente.

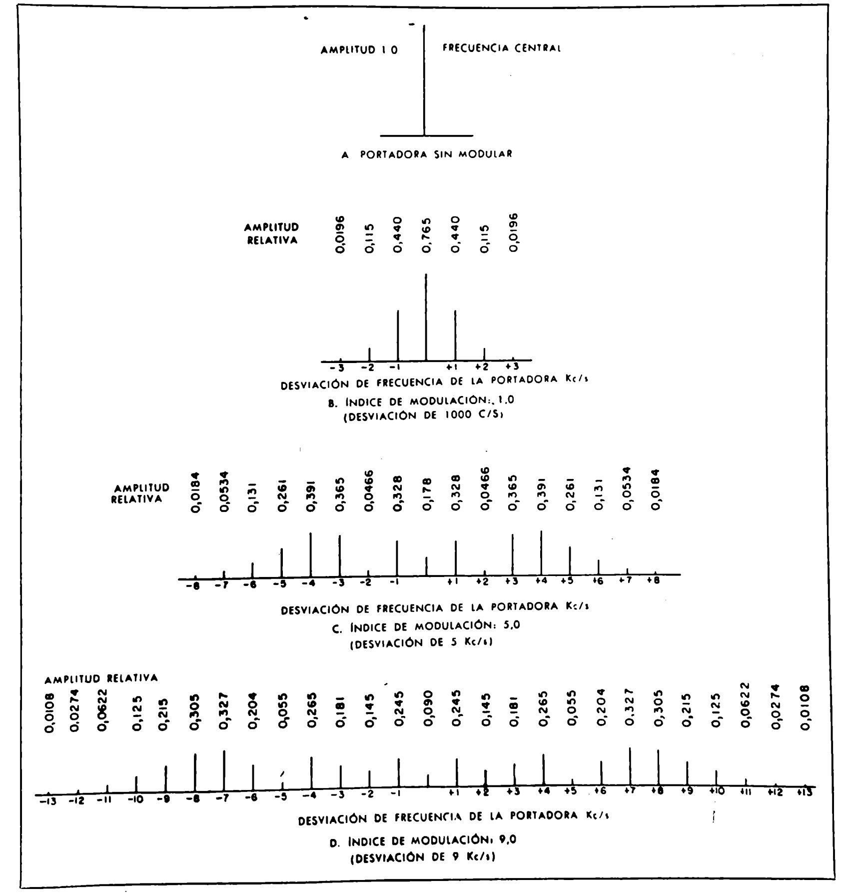


Figura 12-4. Bandas laterales de una señal de MF modulada con un tono de 1000 c/s

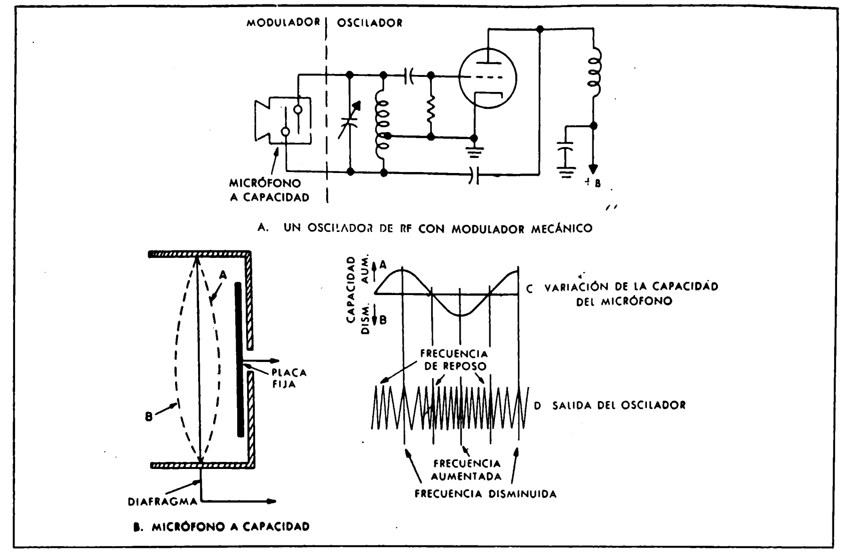


Figura 12-5. Circuito simple de modulación de frecuencia

12-4 TIPOS DE MODULADORES

A fin de mostrar cómo se utiliza la señal de audio para modular en frecuencia la portadora de R.F., se explican a continuación los tres métodos de obtención de la variación de frecuencia.

Modulador mecánico

El método más simple para producir la modulación de frecuencia, es el que emplea un control mecánico para controlar el componente inductivo o capacitivo del circuito tanque del oscilador.

Como se explicó anteriormente, la frecuencia de resonancia en la cual oscila cualquier circuito tanque depende de los valores de L y C que lo integran. Si se conecta un micrófono del tipo a condensador, integrado por una placa fija y otra móvil, en paralelo con la capacitancia del circuito tanque de un oscilador, las capacitancias se sumarán. Este circuito se muestra en la figura 12-5. Cuando no hay señal de audiofrecuencia presente para variar la posición de las placas del micrófono de capacitancia, la frecuencia central o de resonancia del circuito se puede determinar utilizando la inductancia del tanque y su capacitancia total, que incluye la del micrófono en estado de silencio.

Cuando se habla frente al micrófono, la placa móvil o diafragma se acerca y aleja de la placa fija a la velocidad o régimen del audio, como se indica en B de la figura 12-5. Cuando la placa móvil se acerca a la fija, la capacidad total del circuito excederá el valor promedio. Cuando se efectúa de esta manera el aumento de la capacidad total del circuito, la frecuencia de resonancia del circuito tanque disminuye. A la inversa, cuando el diafragma del micrófono se aleja de la placa fija, la capacidad total del circuito disminuye por debajo del valor promedio y la frecuencia de resonancia del circuito tanque aumenta. De esta manera se logra que la frecuencia del oscilador se desplace en igual magnitud por encima y por debajo del valor central, a la velocidad de la variación del audio, y se consigue la modulación de frecuencia. De estas consideraciones puede verse que la intensidad con que las ondas de audio golpean el diafragma, determina la magnitud del cambio de capacitancia en el micrófono y, de este modo, la magnitud del corrimiento de frecuencia.

Esta disposición es inadecuada para aplicaciones prácticas debido al cambio no lineal de capacitancia para las distintas audiofrecuencias aplicadas al micrófono. No obstante, este método fundamental sirve para mostrar los principios básicos que se involucran en la modulación de la frecuencia de un oscilador. Los más importantes que deben recordarse son los siguientes: el número de veces por segundo que la portadora (oscilador en este caso), cambia su frecuencia por encima y por debajo del valor fijo o de reposo está determinado por la frecuencia de la señal de modulación aplicada; además, la magnitud del cambio de frecuencia (desviación) está determinada por la amplitud de la señal de modulación.

Modulador a válvula de reactancia

Con el método mecánico de generación de M.F. se demostró que la variación de uno de los componentes reactivos del circuito tanque del oscilador da como resultado un desplazamiento de su frecuencia de salida. Un método mucho más práctico para desarrollar una señal de M.F. es incluir una válvula de vacío (la que, mediante la disposición de su circuito, puede hacerse aparecer como un componente reactivo), en paralelo con el circuito tanque del oscilador. De esta manera, la válvula se puede operar en la parte lineal de su curva característica dinámica de modo que la señal de modulación de audio aplicada a su reja de control dé como resultado un cambio lineal de su reactancia efectiva y, en consecuencia, una desviación lineal de la frecuencia del oscilador.

La disposición del circuito que determina que la válvula aparezca como una componente reactiva se presenta en la figura 12-6. En la parte A de esta figura se muestra el diagrama esquemático de un circuito normal de modulador a válvula reac-

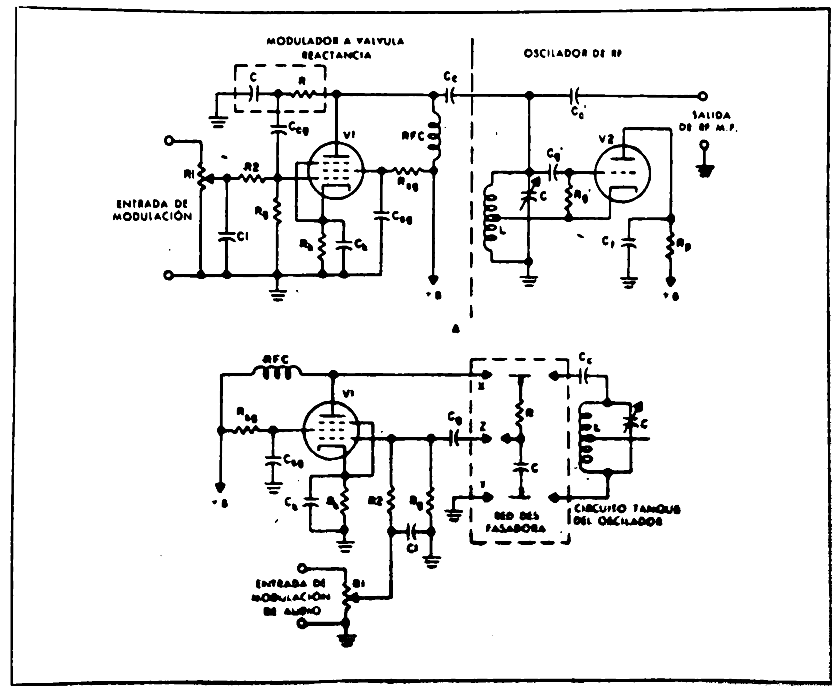


Figura 12-6. Circuito del modulador a válvula reactancia

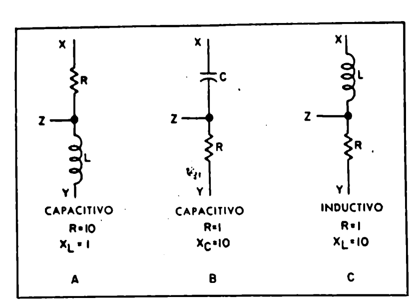


Figura 12-7. Redes desfasadoras para la válvula reactancia

tancia. En la parte B de la figura se observa el mismo circuito dibujado para mostrar específicamente cuáles son los componentes de la red de desfasaje R-C (encerrados en línea de guiones), que aparecen a través del circuito de reja y tierra de la válvula reactancia. Esta disposición particular del desfasador R-C determina que la válvula aparezca como una inductancia variable en paralelo con el tanque del oscilador. En la figura 12-7 se muestran otras disposiciones de circuitos desfasadores que pueden sustituirlo; mediante el empleo de uno u otro, la válvula puede hacerse aparecer como inductancia o capacitancia variable, según se desee.

Para demostrar cómo el circuito desfasador puede lograr que la válvula aparezca como una componente reactiva variable en el tanque del oscilador, es necesaria una leve revisión de las reactancias inductiva y capacitiva. Se ha visto anteriormente que un resistor ofrece una oposición (en ohm) a la corriente y que esa oposición es de valor fijo independientemente de la frecuencia. Además, se demostró que la reactancia capacitiva (en ohm) varía inversamente con la frecuencia y que la reactancia inductiva varía directamente con ella. También se demostró que cuando se varía la frecuencia de la tensión aplicada en un circuito reactivo, éste aparece más reactivo o más resistivo, dependiendo ello de la relación de fase entre la tensión y la corriente en el circuito. Con esto presente se puede suponer fácilmente que, si una válvula se dispone en un circuito de manera que provoque un desfasaje de 90 grados entre la tensión y la corriente de placa, la válvula en sí misma funciona como una componente reactiva. Que la válvula aparezca capacitiva e inductiva dependerá de la magnitud (tensión o corriente de placa) que se adelante en la relación de fase.

Observando nuevamente la parte B de la figura 12-6, véase que la válvula reactancia se conecta a través del circuito tanque del oscilador. Nótese también que cualquier tensión desarrollada através del circuito tanque del oscilador, quedará aplicada a la red desfasadora R-C. Si el resistor de la red R-C de la figura 12-6 B es de diez veces o más el valor óhmico de X_c del capacitor a la frecuencia del oscilador, el circuito total aparecerá como resistivo al tanque del mismo. Sin embargo, se ha determinado anteriormente que a través de una resistencia pura, E e I están en fase y a través de una capacitancia pura E se atrasa a I en un valor próximo a los 90 grados. En el caso de la red R-C en la figura 12-6, la corriente a través del circuito serie es el factor constante, mientras la tensión se desplaza a través de los componentes.

Las relaciones de fase que existen en la red de desfasaje se muestran vectorialmente en las partes A, B y C de la figura 12-8. En A, el vector E_{LO} representa la tensión desarrollada a través del circuito tanque del oscilador. En B, la corriente a través de la red R-C se adelanta en 90 grados a la tensión a través del capacitor de la misma. En C, se muestra la tensión en el circuito tanque (E_{LO}), que aparece en fase con la corriente (I_{RC}) del circuito R-C, debido a la relación de R a X_c ($R = 10\,X_c$). El vector atrasado en 90 grados, marcado E_g, representa la tensión de reja aplicada a la válvula reactancia debido al capacitor de la red. Este vector es simplemente el señalado con E_c en la parte B de la figura 12-8, remarcado, para mostrar que aparece en la reja de la válvula. El hecho

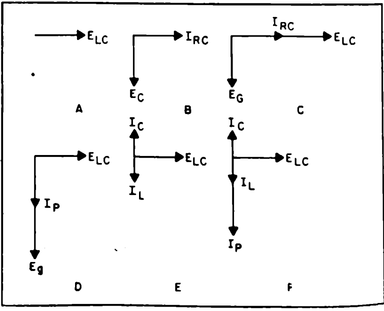


Figura 12-8. Análisis vectorial del circuito a válvula reactancia

de que esta tensión esté presente en la reja de la válvula, queda evidenciado observando la ubicación del capacitor en la red desfasadora mostrada en B de la figura 12-6.

Con las relaciones de fase arriba establecidas, pueden mostrarse ahora las relaciones de fase de la corriente y tensión dentro de la válvula. Primero, es un hecho conocido que en cualquier amplificador, la tensión de reja (E_g), controla la corriente de placa (I_p). De este modo es obvio que E_g e I_g están en fase y atrasadas 90 grados con respecto a la tensión de RF de placa, provista por el circuito tanque del oscilador.

Puesto que E_{LO} es realmente la tensión de placa de la válvula (E_p), existe la relación mostrada vectorialmente en la parte D de la figura 12-8. Teniendo bien presente el vector que representa la corriente de placa de la válvula reactancia (D de la figura 12-8), y observando los vectores de corriente y tensión del circuito tanque del oscilador en la parte E, es evidente que la corriente de la válvula aparecerá inductiva y se sumará a los vectores del circuito tanque, como se indica en F de la figura. Cuando la corriente de la válvula se presenta inductiva como se indica arriba, es una cuestión relativamente simple aplicar una señal de modulación de audio a la reja de la válvula reactancia y determinar una fluctuación en la corriente inductiva total del circuito tanque. Si la corriente inductiva se varía de este modo alrededor de un punto estático, la reactancia inductiva del circuito tanque resulta efectivamente variada a la velocidad o régimen de audiofrecuencia. Una reactancia inductiva variable cambiará la inductancia efectiva del circuito tanque y su frecuencia de resonancia variará inversamente con la inductancia del tanque. Por lo tanto, aplicando una señal de audio en su semiciclo positivo a la reja de la válvula reactancia, se provocará el flujo de una mayor corriente y el incremento de la corriente inductiva del circuito tanque del oscilador. Este aumento de la corriente inductiva aparece en el circuito tanque como una disminución de la inductancia, porque ésta y la reactancia inductiva varían directamente. La disminución de la inductancia determina el aumento de la frecuencia de resonancia del circuito tanque. A la inversa, cuando la señal de modulación de audio sobre la reja de la válvula reactancia se va haciendo negativa, fluirá menos corriente en la válvula y la corriente inductiva del circuito tanque disminuirá. De este modo, la señal de modulación de audio aplicada a la reja de la válvula varía la frecuencia de resonancia del tanque oscilador por encima y por debajo en un valor fijo, dando como resultado una modulación de frecuencia a un régimen de audio.

El corrimiento de fase de la tensión aplicada a la válvula reactancia desde el circuito tanque del oscilador puede hacerse en adelanto o en atraso respecto de la corriente a través de la válvula, según se desee. Esto se efectúa sustituyendo la red desfasadora R-C por una de las tres alternativas presentadas en la figura 12-7.

Sustituyendo el capacitor de la red desfasadora R-C por un inductor, como se indica en A de la figura 12-7, la tensión de reja de la válvula reactancia se desplazará 90 grados en adelanto con respecto a la tensión del circuito tanque. Con esta disposición, la corriente de placa también se adelantará a la tensión del circuito tanque en la placa de la válvula y ésta resultará capacitiva en lugar de inductiva.

Si las posiciones de R y C que se muestran en la figura 12-6 se disponen como en B de la figura 12-7, la reactancia capacitiva será mayor en valor óhmico que la resistencia del circuito, determinando que el circuito desfasador se comporte capacitivamente. La corriente a través de este circuito capacitivo se adelantará a la tensión del circuito tanque en placa de la válvula reactancia. Puesto que la corriente se adelanta 90 grados, la tensión desarrollada en R en el circuito se adelantará también 90 grados. La tensión en adelanto desarrollada en la reja de la válvula reactancia, determinará que la corriente de la válvula se adelante a la tensión de placa y como si un componente capacitivo se insertara en el circuito tanque del oscilador; de este modo, la aplicación de una señal de modulación de audio determinará que la capacitancia total del tanque del oscilador varíe y, una vez más, resulta una señal modulada en frecuencia. En cualquier caso, el componente ubicado entre la placa y la reja de la red desfasadora será mayor en valor óhmico que el componente conectado entre reja y mesa. La elección de un circuito que resulte inductivo o capacitivo es simplemente la que surge de las consideraciones de costo y diseño; ello, sin embargo, determina que la frecuencia resultante aumente en las alternancias positivas o en las negativas de la señal de modulación.

La magnitud de capacitancia o inductancia representada por la válvula reactancia, e inyectada en el circuito tanque del oscilador se determina por una de las fórmulas siguientes:

Para que la válvula reactancia resulte inductiva:

$$L_1 = \frac{CR}{g_m} \quad \text{(cuando se utiliza un circuito desfasador R-C)} \qquad (12\text{-}2)$$

$L_i = \frac{L}{g_m R}$ (cuando se utiliza un circuito desfasador L-R) (12-3)

Para que la válvula a reactancia resulte capacitiva:

$C_i = g_m RC$ (cuando se utiliza un circuito desfasador R-C) (12-4)

$C_i = g_m \frac{L}{R}$ (cuando se utiliza un circuito desfasador L-R) (12-5)

En las fórmulas arriba expresadas:

C_i = Capacitancia inyectada, en Farad
L_i = Inductancia inyectada, en Henry
g_m = Conductancia mutua de la válvula, en mho
C = Capacitancia del circuito desfasador, en Farad
R = Resistencia del circuito desfasador, en Henry
L = Inductancia del circuito desfasador, en Henry

El factor de transconductancia de la válvula en la fórmula de arriba, tal como ha sido previamente estudiado, debe medirse en mho, la inversa de la resistencia medida en ohm. La fórmula para determinar la transconductancia es la siguiente:

$$g_m = \frac{\Delta I_p}{\Delta E_g} \quad E_p = \text{constante} \qquad (12\text{-}6)$$

donde:

ΔE_g = Variación de la tensión de reja
ΔI_p = Variación de la corriente de placa.
E_p = Tensión de placa

Con esto, resulta evidente que el control de la corriente de placa (I_p) por la tensión de reja (E_g) hará que varíe el valor de g_m de la válvula. Por lo tanto, la única componente variable en las fórmulas de la capacitancia o inductancia inyectadas, es la transconductancia de la válvula.

Desde el punto de vista de las válvulas a emplear en aplicaciones como válvulas reactancia, se utilizan más a menudo los pentodos de potencia que poseen un elevado valor de g_m. Otra ventaja del empleo de estos tipos es que la tensión de placa es relativamente independiente de la corriente de placa debido a las rejas pantalla y supresora; de este modo, el circuito de modulación con válvula reactancia es considerado en la actualidad, el método más común para obtener la señal de frecuencia modulada en la etapa osciladora del transmisor. Para obtener la modulación de frecuencia en un punto del transmisor distinto del oscilador, se utiliza un sistema denominado de *modulación de fase.*

Modulador de fase

En el sistema de modulación de fase para obtener una señal de M.F., el modulador de fase está a continuación del oscilador maestro, en el circuito del transmisor. La modulación de fase generalmente se realiza inmediatamente después del oscilador de M.F., lo que permite la utilización de niveles de modulación de audio de baja potencia. Además, haciendo que la modulación se efectúe después del oscilador y antes de las etapas multiplicadoras, los pequeños cambios de frecuencia en la señal de RF debidos a la modulación de fase, pueden hacer uso de las etapas multiplicadoras

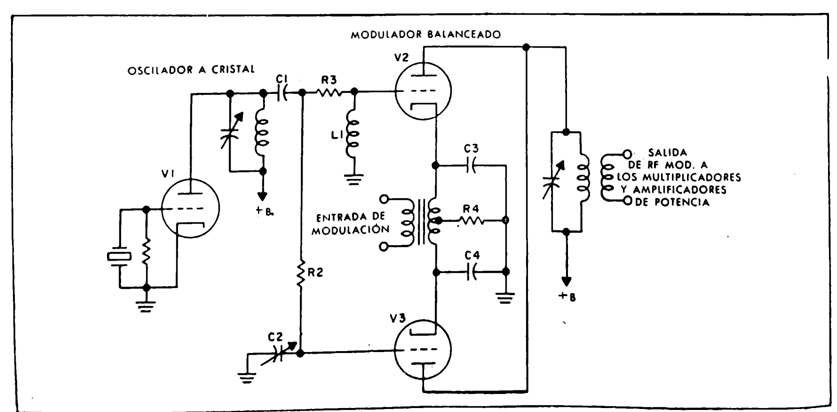


Figura 12-9. Circuito del modulador de fase

para obtener la desviación de frecuencia máxima permitida, en la misma forma que en el tipo de modulación con válvula reactancia.

En la figura 12-9 se muestra un diagrama esquemático típico del conexionado utilizado en el sistema de modulación de fase. Una consideración especial de este sistema es que la desviación de frecuencia que desarrolla, depende de la frecuencia de la señal de modulación tanto como de la amplitud de la misma. Los párrafos siguientes consagrados al sistema explican cómo la modulación de fase, o el desplazamiento de fase de una señal de RF a lo largo de su base de tiempo, da como resultado la modulación de frecuencia.

Observando, la figura 12-9 puede verse que se utiliza un oscilador maestro controlado a cristal. Esto permite la eliminación de cualquier dispositivo de control de frecuencia, dada la estabilidad inherente del circuito oscilador a cristal. La salida del oscilador maestro puede alimentar a un amplificador separador para evitar la carga de la etapa osciladora; sin embargo, en la ilustración no se muestra el amplificador separador por razones de simplicidad.

La salida del oscilador a cristal se indica alimentando las rejas de V2 y V3 conectadas en paralelo, a través del capacitor C1 de acoplamiento al circuito del modulador balanceado. Cuando la señal pasa a la reja de V2, sufre un desfasaje de 45 grados, introducido por la rèd integrada por R_3 y L_1. También la señal del oscilador aplicada a la reja de V3 se desfasa 45 grados en dirección opuesta mediante la red desfasadora R_2 y C_2.

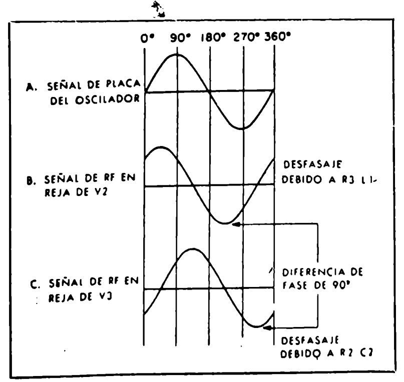


Figura 12-10. Formas de onda de RF en el modulador balanceado del sistema de modulación de fase

La relación de fase entre las señales del oscilador aplicadas a las rejas de V2 y V3 es de 90 grados en total (obsérvese la figura 12-10). Cuando no se aplica señal de modulación de audio, las señales de RF aplicadas a las rejas de las válvulas son de igual amplitud, y el vector suma de las tensiones en adelanto y atraso de 45 grados, será igual y estará en fase con la tensión del oscilador. En consecuencia, la salida de este circuito, sin señal de modulación, será la frecuencia fija del circuito oscilador a cristal, aun cuando existe la inversión normal de fase de 180 grados debida a V2 y V3.

La señal de modulación se aplica a los cátodos de estas válvulas. Esto permite un medio efectivo de variar las corrientes individuales a través de las válvulas del modulador. Puesto que la señal de modulación se aplica a través del transformador, el cátodo de V2 estará excitado positivamente por la señal de modulación, cuando el de V3 sea excitado negativamente y viceversa (obsérvense las conexiones del transformador).

Supongamos que el cátodo de V2 está excitado por la señal de modulación positivamente y el de V3 negativamente en forma simultánea. La corriente que fluye a través de V2 disminuirá mientras aumenta la corriente a través de V3. El flujo de una corriente mayor a través de V3 da como resultado un atraso de fase a la salida del modulador balanceado. Mientras la fase está retardada, cada ciclo de RF tendrá un período ligeramente mayor que el normal y la frecuencia se cerrará hacia abajo. Cuando se alcanza el desplazamiento de fase máximo en el pico de la alternancia de audio, no hay momentáneamente cambio de fase y la señal de RF es la de entrada. Durante el resto de la alternancia, la fase se adelanta a la posición de referencia (o sin modulación) de modo que los ciclos de RF son comprimidos en tiempo. Este avance en fase determina que la frecuencia se eleve por encima de la de entrada. En otras palabras, el desplazamiento de frecuencia adelantará el desplazamiento de fase de la señal de RF y dicho desplazamiento de frecuencia es proporcional a la velocidad del cambio de fase de la salida del modulador.

El desplazamiento de la señal de RF por la señal de modulación de audio se muestra en la figura 12-11. En esta figura, la señal de modulación se considera solamente aplicada al cátodo de una de las válvulas del modulador balanceado (la señal de RF está representada como una baja frecuencia para facilidad de la ilustración). La señal de modulación en cátodo se muestra en relación con la señal del oscilador de RF, indicándose el

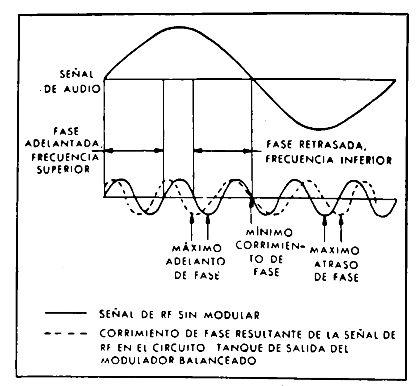


Figura 12-11. Cambio de fase de una onda de RF a una velocidad determinada por la señal de audio

desplazamiento de fase de la forma de onda de RF resultante.

La diferencia fundamental entre la modulación de fase (indirectamente modulación de frecuencia) y la modulación de frecuencia, como la producida en el circuito de válvula reactancia, es que la modulación de frecuencia en el sistema que tratamos es una consecuencia. Supongamos que los cambios de fase son efectuados con una frecuencia de modulación más alta. El desplazamiento de fase para efectuar el mismo cambio de frecuencia y velocidad de cambio de fase en el período más corto de una señal de modulación de frecuencia elevada, será menor. Por lo tanto, en la señal modulada en fase, la desviación de la salida de radiofrecuencia está determinada por la frecuencia de la señal de modulación tanto como por su amplitud. Sin embargo, la relación es lineal, siendo la desviación proporcional a la frecuencia de modulación para señales moduladoras de amplitud constante. La función de proveer la señal de modulación para producir la necesaria relación entre modulación de amplitud y modulación de frecuencia, se efectúa mediante el empleo de circuitos de discriminación de frecuencia en el sistema de audio. Estos circuitos atenúan las frecuencias de modulación elevadas en la porción de audio del circuito, en la misma medida en que estas frecuencias elevadas son acentuadas en el proceso de modulación. Esto se efectúa para lograr que la modulación de fase de la RF produzca los mismos efectos totales que la modulación de frecuencia.

En la misma forma que en el transmisor de M.F. modulado con válvula reactancia, el dispositivo modulador en fase del transmisor de modulación de fase también está seguido por etapas multiplicadoras para aumentar la desviación de la forma de onda de salida de M.F. Este es un método normal para la utilización plena del ancho de banda de RF asignado por los organismos pertinentes, a las estaciones transmisoras de M.F.

12-5 CONSIDERACIONES ESPECIALES SOBRE TRANSMISIONES DE M.F.

Circuitos multiplicadores de frecuencia

En la figura 12-12 se presenta un diagrama en bloque de un transmisor típico de M.F. modulado con válvula reactancia. Aunque individualmente los transmisores pueden variar en ciertos aspectos, los principios generales de funcionamiento son similares para todos.

La sección de audio, los amplificadores y las secciones multiplicadoras operan todas como se describió en los circuitos similares del transmisor de MA, excepto ciertas consideraciones especiales en el conexionado de los multiplicadores de frecuencia. Primero, el oscilador del transmisor de M.F. que emplea la modulación con válvula reactancia, no puede diseñarse para funcionar en la frecuencia final de RF de transmisión de la banda de M.F. (88 a 108 Mc/s). De este modo, el oscilador se modula porque opera en una frecuencia inferior.

Supongamos que una nota de audio de 10 Kc/s determina una desviación de 3,75 Kc/s alrededor de la frecuencia central de 5 Mc/s, valor éste en que puede operarse el oscilador con valores prácticos para componentes del circuito tanque. El factor de multiplicación requerido para producir la frecuencia asignada de radiodifusión de 100 Mc/s y no exceder la desviación máxima de $\pm$ 75 Kc/s, es 20. Si se dobla la frecuencia fundamental y su desviación máxima de 3,75 Kc/s, el resultado es una frecuencia central de 10 Mc/s, con una desviación de 7,5 Kc/s. Prosiguiendo a través de las etapas multiplicadoras hasta alcanzar el factor de multiplicación de 20, la frecuencia central de 5 Mc/s se habrá elevado a 10 Mc/s, la frecuencia deseada de radiodifusión. Además, como el factor de multiplicación 20 se aplica a la frecuencia central, afectará también a la desviación de frecuencia. La desviación original de 3,75 Kc/s, después de la multiplicación por 20, es equivalente a 75 Kc/s en la frecuencia de radiodifusión. De este modo, la desviación permisible se desarrolla a través de los multiplicadores, y su magnitud en la etapa osciladora debe considerarse a lo largo de todas las etapas de multiplicación.

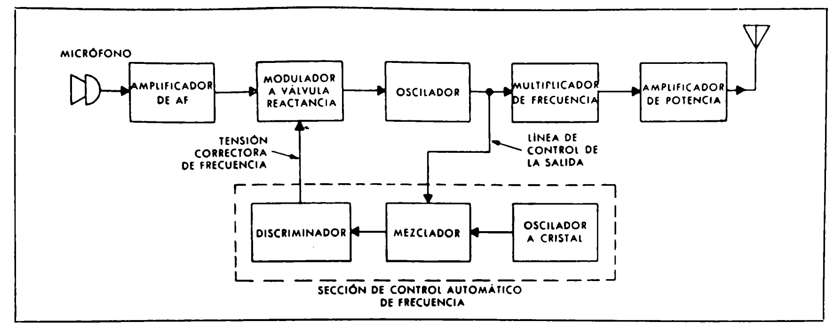


Figura 12-12. Diagrama en bloques de un transmisor de MF modulado con válvula reactancia

El transmisor de M.F. modulado con válvula reactancia es similar al de M.A. modulado en bajo nivel, donde no se requieren circuitos de modulación ni elevadas potencia de audio. Esta característica da como resultado una ganancia de peso y tamaño de los componentes del circuito. Por lo general, una o dos etapas de amplificación producen una tensión de modulación satisfactoria. Sin embargo, las etapas moduladoras de M.A. en bajo nivel deben ser seguidas por amplificadores lineales, modulándose la frecuencia de RF de salida.

Circuitos de control de frecuencia

En el transmisor de MF modulado con válvula reactancia puede ser necesario otro circuito de tipo especial. Este circuito es un dispositivo de control automático de frecuencia (CAF), para evitar que el circuito oscilador maestro sufra desplazamientos en su frecuencia. El transmisor modulado en fase, muy rara vez requiere un circuito de este tipo, puesto que utiliza un oscilador de RF muy estable, controlado a cristal; sin embargo, el tipo modulado con válvula reactancia, que utiliza componentes L y C normales en el oscilador, puede desplazarse en frecuencia como resultado de cambios de temperatura y otras condiciones. Para evitar corrimientos de frecuencia en este tipo de circuitos, puede utilizarse la disposición que se muestra en el diagrama-bloc de la figura 12-12. El transmisor presentado utiliza un oscilador estable a cristal para alimentar un mezclador, conjuntamente con una pequeña parte de la salida del oscilador maestro. Mientras no exista frecuencia diferencia en la salida del circuito mezclador, no se desarrolla ninguna tensión de corrección en el discriminador. Cualquier frecuencia diferencia desarrollada en el circuito del mezclador determinará la reacción del discriminador, que desarrollará una tensión de corrección. Esta tensión se puede realimentar al circuito de la válvula reactancia como una polarización negativa o positiva, para compensar cualquier desplazamiento positivo o negativo en la frecuencia del oscilador. El funcionamiento del circuito discriminador se considera en el capítulo XIII en relación con los principios del receptor de M.F. El tipo de circuito de CAF aquí descripto es uno de los más comunes en los transmisores comerciales de M.F. actuales.

12-6 RESUMEN

Los transmisores de M.F. se pueden dividir en dos categorías: los que tienen un dispositivo de modulación con válvula reactancia y los que poseen un dispositivo de modulación de fase. Ambos tipos requieren mucho menos potencia de audio para la modulación que la necesaria para modular un transmisor de MA en alto nivel. La potencia de audio requerida para modular cualquier tipo de transmisor de M.F. es superior a la necesaria para modular el transmisor de MA en bajo nivel.

Las ventajas de la M.F. sobre la MA se deben fundamentalmente a la banda ancha de frecuencia del canal asignado. En el caso de los receptores bien diseñados, la M.F. es superior, tanto en la reproducción del sonido como en la limitación del ruido.

CUESTIONARIO

1. ¿Cuál es la máxima desviación de la frecuencia de la portadora permitida por la F. C. C. y la Secr. Com.?
2. ¿Qué índice de modulación es el máximo permisible para una señal de modulación de 15 Kc/s?, ¿y para una señal de 200 ciclos?
3. La desviación de la frecuencia del oscilador en el circuito con válvula reactancia, ¿de qué propiedad de la señal de modulación depende?
4. ¿De qué propiedad de la señal moduladora depende la separación en frecuencia de las bandas laterales de MF?
5. ¿De qué propiedad de la señal moduladora depende el número de bandas laterales desarrolladas en la señal de MF transmitida?
6. ¿Por qué es de gran importancia en la sección multiplicadora del transmisor, la magnitud de la desviación de frecuencia obtenida en el circuito de modulación de MF?
7. Cuando se obtiene una señal de MF mediante la modulación de fase, ¿dónde se efectuará la modulación con respecto al oscilador maestro en el circuito del transmisor?
8. ¿Por qué en algunos transmisores de MF modulados con válvulas a reactancia se requieren circuitos de CAF?
9. ¿Cuál es la función del circuito de CAF?
10. ¿Por qué no se requieren circuitos de CAF en los transmisores de MF modulados en fase?
11. En el transmisor de MF modulado en fase, ¿la desviación de frecuencia es lineal con respecto a los cambios de la frecuencia moduladora?
12. En el transmisor de MF modulado en fase, ¿la desviación de frecuencia depende de la frecuencia de señal moduladora tanto como de la amplitud de dicha señal?
13. ¿Qué son las *bandas de protección?*
14. Cuando se consigue el 100 por ciento de modulación en el transmisor de MF ¿qué valor de desviación se ha alcanzado?
15. Cuáles son los tres factores que se involucran cuando se calcula la frecuencia del oscilador maestro en un transmisor de MF modulado con válvulas reactancia?
16. ¿A través de qué proceso se desarrolla la modulación de frecuencia indirectamente?
17. ¿Mediante qué proceso se desarrolla la modulación de frecuencia directamente?
18. ¿Qué propiedad reactiva se reflejará en el circuito tanque del oscilador, si el circuito modulador con válvula reactancia tiene una red desfasadora con un resistor de placa a reja y un inductor de reja a masa (una red R-L)?
19. ¿Cuántas bandas laterales importantes se crean a cada lado de la portadora de MF cuando se obtiene un índice de modulación de 5?
20. Sin tener en cuenta las normas corrientes de la F.C.C y Secr. Com., ¿tiene la MF alguna ventaja inherente sobre la MA en lo relacionado con la fidelidad de la reproducción?

CAPITULO XIII

Modulación de Frecuencia Principios del Receptor

13-1 Introducción

La recepción de la señal de MF requiere ciertos circuitos adicionales admás de los estudiados para la recepción de la señal de MA. Los circuitos adicionales consisten en un limitador, un tipo de detector especial y en algunos casos, una red eliminadora de ruidos ("squelch"). Estas diferencias de circuito se pueden apreciar en los diagramas en bloques funcionales de los receptores de MA y MF de la figura 13-1.

En muchas aplicaciones, el empleo de la MF ofrece dos ventajas importantes sobre la MA: respuesta mejorada de frecuencia y mejor limitación del ruido. Sin embargo, la consecución plena de estas ventajas exige la utilización de un receptor bien diseñado. Con un receptor así, el empleo de la MF tendrá como resultado una fidelidad superior de la modulación de audio y una recepción menos ruidosa de la que es posible con la MA.

13-2 COMPARACIÓN DE RECEPTORES DE MF Y MA

Amplificador de RF

En los diagramas en bloques de los receptores de MA y MF, presentados para su comparación en la figura 13-1, se indican muy pocas diferencias en las secciones anteriores a los circuitos del detector. Sin embargo, el amplificador de RF, el oscilador-mezclador (o conversor) y los circuitos de FI de ambos receptores, difieren considerablemente en su diseño físico real.

El amplificador de RF del receptor de MF utiliza inductancias de valor reducido que poseen valores de Q muy bajos. Los valores de inductancia pequeños son necesarios para permitir la operación en el rango de frecuencias más elevado de MF (88 a 108 Mc/s), y los bajos valores de Q se requieren para ensanchar la sintonía del amplificador de RF, de manera que pase toda la señal de entrada. Es de importancia fundamental el pasaje de la frecuencia central y la totalidad de sus bandas laterales a través de las etapas de RF y FI.

Otros factores a considerar en el análisis del amplificador de RF son: la ganancia de la etapa, la transconductancia de la válvula y su ruido inherente. La ganancia por etapa del amplificador de RF está, generalmente, en el orden de 8 a 10 y la transconductancia de la válvula elegida debe ser de valor elevado para permitir esta magnitud de ganancia de RF. La generación de ruido en la válvula amplificadora de RF debe mantenerse en un mínimo, porque cualquier ruido generado en la primera etapa del receptor, será amplificado por todas las etapas siguientes, conjuntamente con la señal recibida de FM.

Otro factor importante a considerar en el análisis del amplificador de tensión de RF, es el cuidadoso emplazamiento de los conductores y el empleo de longitudes de éstos lo más cortas posibles, durante la construcción de aquéllos. La longitud excesiva de los conductores sirve para aumentar la capacitancia e inductancia distribuidas en el circuito, de manera que bajo ciertas condiciones y para algunas frecuencias de entrada en el rango de 88 a 108 Mc/s, las señales pueden quedar cortocircuitadas capacitivamente a chassis (tierra) o se puede generar un aullido indeseable debido a un circuito resonante formado por dichas capacitancias e inductancias distribuidas.

Generalmente, un circuito amplificador de RF de MA, requiere una relación señal-ruido de entrada de 100:1, para recibir y amplificar la señal

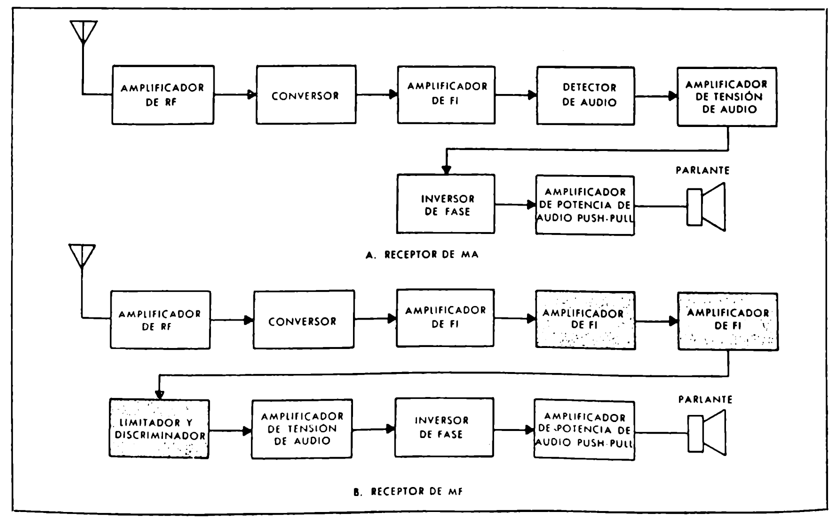


Figura 13-1. Diagramas en bloques de receptores de MA y MF

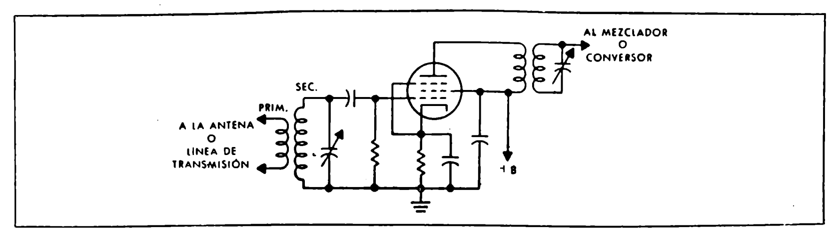


Figura 13-2. Amplificador típico de RF para MF

exitosamente; pero, debido a la capacidad inherente de limitación de ruido del receptor de MF, el amplificador de RF bien construido para MF requiere una relación de señal-ruido de entrada de solamente 2:1, para la recepción y amplificación.

Los amplificadores de RF para MF, por lo general, se sintonizan capacitivamente, en igual forma que los empleados en MA; no obstante, ambos tipos también se pueden sintonizar inductivamente o por permeabilidad. En la figura 13-2, se presenta esquemáticamente un amplificador de RF para MF típico, sintonizado capacitivamente. La mayoría de los amplificadores de RF para MF utilizan triodos en circuitos especiales, llamados circuitos "cascode"; no obstante, también se pueden utilizar los pentodos, como se indica en la figura.

Circuitos del conversor y del oscilador mezclador

Los circuitos conversores utilizados en la mayoría de los receptores de MF, integrados por conexionados del oscilador local y mezclador, pueden compararse bastante exactamente con los empleados en los receptores de MA. La función de mezcla o heterodinación para producir una frecuencia intermedia fija es la misma para MF que para MA, radicando la diferencia principal en la frecuencia intermedia producida. En la mayoría de los sintonizadores de MF, la FI es de 10,7 Mc/s; en gran parte de los equipos de MA, es 455 Kc/s.

Las configuraciones de circuito utilizadas más frecuentemente para la conversión de frecuencias son: la del conversor pentarreja, donde una sola válvula realiza las funciones de oscilador y mezclador, y la del circuito mezclador con un oscilador local separado. En la figura 13-3, se muestran diagramas esquemáticos de estas dos configuraciones.

Las elevadas frecuencias que deben manejarse en la etapa conversora pentarreja de MF, presentan un problema de interacción de frecuencias que no se encuentra en las de radiodifusión de MA. En el diseño de una etapa conversora pentarreja, esta interacción se puede contrarrestar mediante el empleo de una válvula especial diseñada para reducir dos tipos de acoplamiento indeseables dentro de la válvula —el debido a la capacitancia interelectródica entre la reja del oscilador local y la reja de señal de entrada y el acoplamiento debido al efecto de la carga espacial.

Cuando las frecuencias del oscilador y de entrada aumentan, el acomplamiento debido a la capacitancia interelectródica también aumenta, porque disminuye la reactancia capacitiva entre ambas rejas. Este efecto se supera con un ciudadoso diseño de válvulas o, más frecuentemente, mediante el empleo de válvulas separadas, para las funciones del oscilador y mezclador. El acoplamiento debido a la capacitancia interelectródica, también puede reducirse mediante el empleo de válvulas miniatura, que tienen valores inferiores, porque sus elementos son mucho más pequeños en tamaño físico.

El efecto de acoplamiento por la carga espacial, se produce por el flujo electrónico de la corriente de placa. Este flujo está variando continuamente en densidad, con la frecuencia del oscilador y, de este modo, actúa como una carga espacial variable. Puesto que esta carga de espacio variable pasa cerca de la reja de señal de entrada, mientras está en tránsito de cátodo a placa, por medio del flujo de electrones se acopla una tensión de una a otra reja. Este efecto ocurre, principalmente, en conversores que utilizan la configuración con válvula pentarreja.

Para superar este efecto y también para conseguir una mayor estabilidad en el oscilador local, por lo general se utilizan etapas separadas para los circuitos del oscilador y mezclador. Esta disposición, mostrada en B de la figura 13-3, está en gran medida libre de los problemas inherentes al circuito conversor pentarreja y, en consecuencia, es mucho más aconsejable en las aplicaciones de

frecuencias muy elevadas que el conversor del tipo de etapa simple.

Como en el caso de los amplificadores de RF para MF, las inductancias y capacitancias distribuidas en el circuito conversor deben también mantenerse en un mínimo; la ubicación correcta de los conductores y el empleo de longitudes lo más cortas posibles, deben observarse cuidadosamente en la construcción del conexionado de esta etapa.

Estabilidad de los osciladores locales para MF

Los circuitos osciladores que operan en las frecuencias 88 a 108 Mc/s. (FI más o menos 10,7 Mc/s), están sujetos a desplazamientos de frecuencia, a menos que se utilicen medios especiales a fin de evitarlos. La presencia o ausencia de corrimientos en un oscilador, es lo que se denomina *inestabilidad* o *estabilidad*, respectivamente. El desplazamiento de frecuencia puede ser causado por los cambios de la temperatura ambiente de los elementos del circuito, por las variaciones de la humedad del aire que circula alrededor de los componentes o por pequeñas variaciones de la tensión del +B, debidas a la carga de la fuente de alimentación.

Los efectos de la humedad, que puede determinar fugas (vías de baja resistencia) entre los arrollamientos de la bobina de placa o entre las placas del capacitor con dieléctrico de aire, pueden superarse colocando los componentes del oscilador cerca de un elemento que opere con temperatura elevada, para mantenerlos secos. Un medio que se utiliza a menudo para proteger las bobinas de las fugas, es su recubrimiento con una sustancia a prueba de humedad.

Para superar los efectos de cambios en los valores de capacitancias determinadas por las variaciones de la temperatura ambiente, en la construcción de estos componentes se utilizan materiales que poseen un coeficiente de temperatura reducido. Un material en estas condiciones es aquél que varía sus características eléctricas en una magnitud muy pequeña para un gran incremento de la temperatura. Los efectos del calor en el circuito tanque del oscilador se controlan, principalmente, construyendo las capacitancias del mismo con materiales de coeficiente de temperatura negativo. Cuando se utiliza este método, el aumento de temperatura determina un leve incremento de la inductancia que se corresponde con una disminución de la capacidad; esto minimiza el desplazamiento de frecuencia.

Se suelen utilizar otros circuitos especializados, conocidos como control automático de frecuencia (CAF), para la corrección de los desplazamientos del oscilador. Los circuitos de CAF utilizan un circuito sensible, llamado *discriminador de fre-*

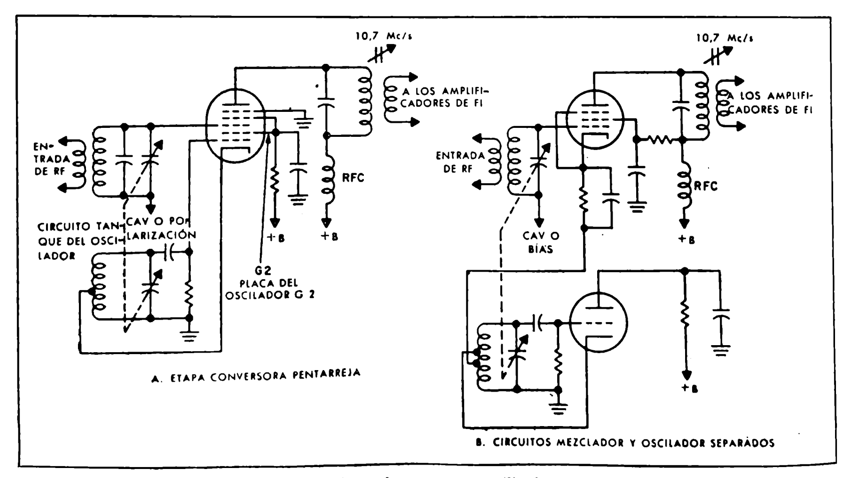


Figura 13-3. Dos disposiciones de conversores utilizadas en receptores de MF

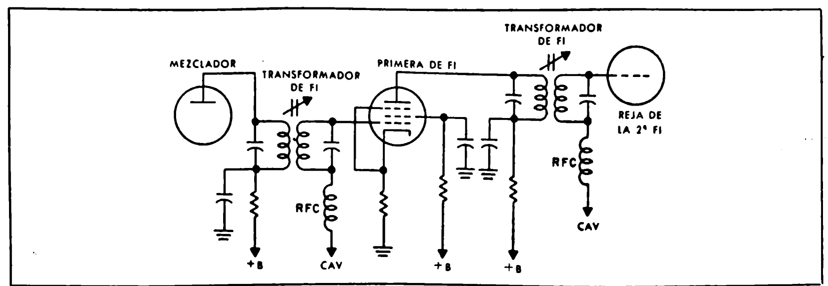


Figura 13-4. Amplificador típico de FI para MF

cuencia y una válvula reactancia, para mantener el circuito tanque sintonizado a la frecuencia deseada. Estos circuitos se estudiarán más adelante.

Sección amplificadora de frecuencia intermedia

La salida de la etapa conversora de frecuencia, como se mencionó anteriormente, es de 10,7 Mc/s. Esta es la frecuencia central alrededor de la cual varía la inteligencia de MF al abandonar dicha etapa. La conversión de la banda relativamente ancha de frecuencia de la portadora de MF a una frecuencia fija, llamada *intermedia*, simplifica enormemente el conexionado que continúa a la etapa conversora.

Como se estableció anteriormente, las etapas de FI del receptor de MF son similares a las del receptor de MA.

Las diferencias principales se deben a la banda más alta de frecuencias que debe seleccionar y amplificar la sección de FI del receptor de MF. La mayoría de los transformadores y etapas de FI utilizadas actualmente en los receptores de MF, se diseñan para dejar pasar un ancho de banda de por lo menos 150 Kc/s, el mínimo requerido. No obstante, en el caso de modulación al 100 % (desviación de 75 Kc/s) de la señal de MF transmitida, puede ser aconsejable un ancho de banda algo mayor. Esta banda más ancha debe cubrir la transmisión total de 150 Kc/s, así como la mayor parte de las bandas de seguridad, para asegurar la recepción del número máximo de bandas laterales transmitidas. Otra consideración es la de la ganancia. La ganancia de cada etapa de FI en los receptores de MF actuales está en el orden de 50, con la excepción de la final que suele ser menor, debido a la carga que representa la etapa limitadora que le sigue. De aquí que la función de las etapas de FI no sea únicamente la de seleccionar y amplificar la señal de entrada, sino también la de amplificar la señal suficientemente para permitir a la etapa limitadora la eliminación de todas las variaciones de MA de la señal, para presentarla al segundo detector, o discriminador, como una señal de MF pura, de amplitud constante. Por lo tanto, en la sintonía de los amplificadores de FI debe considerarse la ganancia, además del ancho de banda. En la figura 13-4 se muestra un amplificador de FI típico.

En la figura 13-5, se presentan tres métodos generales de sintonía del amplificador de FI para MF. Con cada uno de ellos se obtiene una combinación de ganancia satisfactoria y una respuesta de frecuencia adecuada (lo suficientemente ancha para una buena fidelidad y angosta para la selectividad). Las curvas de respuesta resultantes de la utilización de tres transformadores de FI en estos métodos de sintonía, se ilustran también en la figura.

El primer método, mostrado en A, utiliza tres transformadores de sintonía simple que tienen un bajo Q para permitir suficiente ancho de banda. El Q bajo tiende a disminuir la ganancia propia de cualquier etapa; no obstante, los tres circuitos sintonizados en cascada producen un valor de ganancia total satisfactorio, con un buen ancho de banda.

El segundo método de sintonía de la sección de FI utiliza un primer y tercer transformador de un solo pico, con el segundo transformador sobreacoplado (doble pico), para proveer un ancho de banda satisfactorio. Este método se muestra en B de la figura 13,5.

El tercer método de sintonía de los transformadores de FI, el menos usado en el receptor de MF, es el conocido como *sintonía escalonada*. Este método, mostrado en C de la figura, consiste

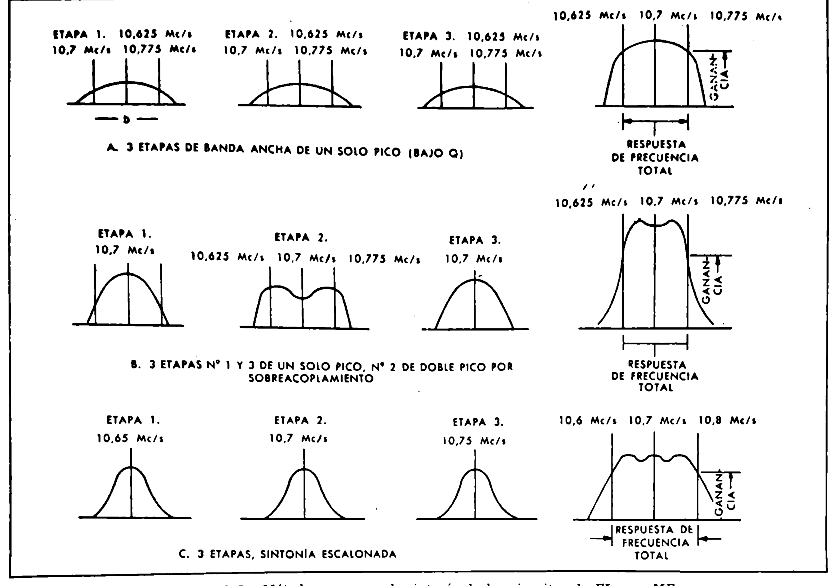


Figura 13-5. Métodos comunes de sintonía de los circuitos de FI para MF

en la sintonía del primer transformador en una frecuencia por debajo de la central de FI, el segundo exactamente en la central y el tercero, en una frecuencia superior a ésta. De este modo, el Q de los transformadores individuales se mantiene lo suficientemente alto como para permitir una ganancia satisfactoria en cada banda de frecuencias a amplificar.

La sintonía escalonada de la sección de FI da como resultado una curva de respuesta de frecuencia muy buena. La zonas de superposición en la respuesta de frecuencia del primero y segundo, y segundo y tercer transformador de FI, tienden a combinarse y dar una ganancia en cascada, a las frecuencias que caen en esas zonas. Como se estableció anteriormente, la sintonía escalonada de los amplificadores de FI, es el método menos difundido para la obtención de una selectividad ancha, debido al larguísimo procedimiento de ajuste que exige. Este tipo de sintonía se utiliza más a menudo en sistemas de FI de televisión comercial, donde los requisitos de ancho de banda son mucho mayores que en los exigidos en receptores corrientes de MF.

Circuitos de detección de MF

En este punto de la comparación de los receptores de MA y MF, se encuentra una diferencia descollante en los circuitos. Siguiendo inmediatamente a la etapa final del canal de FI, el receptor de MF emplea una combinación de limitador-discriminador, o bien un detector de relación. Estos circuitos se muestran en el diagrama en bloques de la figura 13-6. También se utiliza con frecuencia el discriminador de *haz electrónico controlado*, cuyo diagrama se parece al del detector de relación. La operación de estos circuitos detectores se explicará en los párrafos siguientes.

Operación del limitador

El circuito limitador es una etapa amplificadora que no solamente amplifica la señal, sino que también elimina todas las variaciones de amplitud

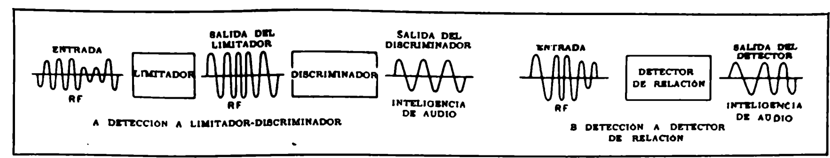


Figura 13-6. Métodos fundamentales de detección de MF

de la entrada de FI, entregando a la etapa discriminadora una señal de amplitud constante.

Funcionalmente, el limitador trabaja como un amplificador sobreexcitado. El circuito utiliza una válvula de corte neto para producir amplificación y limitación. La excursión positiva de la señal de entrada es limitada por la saturación de la corriente de placa, lo que determina que la tensión de placa caiga a un valor mínimo permaneciendo allí, mientras las excursiones positivas en reja sean superiores al punto positivo correspondiente a la saturación. También se puede utilizar limitación en reja La excursión negativa de la señal de entrada está

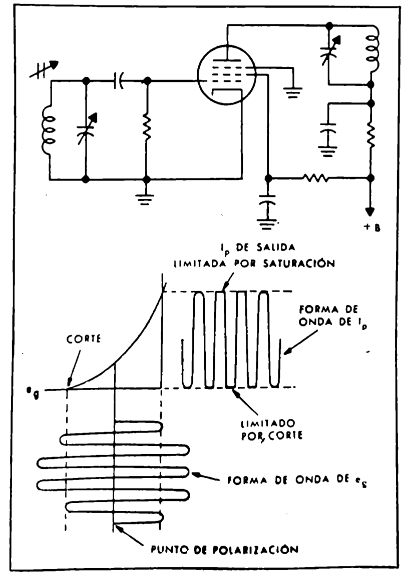


Figura 13-7. Un circuito típico de limitador de MF

limitada por el punto de corte de la válvula. Cuando la tensión de reja alcanza el valor de corte, la corriente de placa deja de fluir y la tensión de placa llega al valor de +B y permanece allí durante el tiempo que la tensión de reja exceda al valor de corte. Se utiliza un valor reducido de tensión en placa y pantalla, de modo que la válvula llegue al corte y a la saturación más fácilmente.

La salida del limitador muestra cómo la forma de onda de la corriente de placa en la figura 13-7. es una señal de MF de amplitud constante. Esta señal se aplica entonces al circuito discriminador donde tiene lugar una acción completamente distinta, para extraerle la inteligencia de audio.

En muchos receptores de MF, una función secundaria del circuito limitador, es el desarrollo de una tensión de control automático de volumen. Esta tensión, denominada por lo común de CAV, se desarrolla en el circuito de reja del limitador, en la forma que se indica en la figura 13-8. En la parte A de esta figura, el resistor de escape de reja está conectado en serie con otro resistor y un capacitor en derivación a masa. Cuando el capacitor de desarrollo de la polarización C1 se descarga, a través de R2 y C2 se desarrolla una tensión negativa. La tensión negativa desarrollada a través de R2, es proporcional a la amplitud de la señal de MF de entrada y ocurre en razón de la constante de tiempo larga de R2-C2.

La tensión de CAV se aplica a las rejas de las etapas precedentes, tales como las amplificadoras de FI, la conversora y la amplificadora de RF. Esta tensión negativa controla la ganancia de estas etapas (que utilizan válvulas de corte remoto), mediante el incremento de su polarización en presencia de señales de entrada fuertes, y su disminución para señales débiles. De este modo, la intensidad de la señal de entrada desarrolla automáticamente una tensión de control para mantener un volumen de audio constante, cuando el receptor se sintoniza de una a otra estación o cuando se cambia de ubicación, como en las instalaciones móviles.

En la parte B de la figura 13-8, se muestra un segundo método de desarrollo de la tensión de CAV. Este método consiste, en efecto, en la deri-

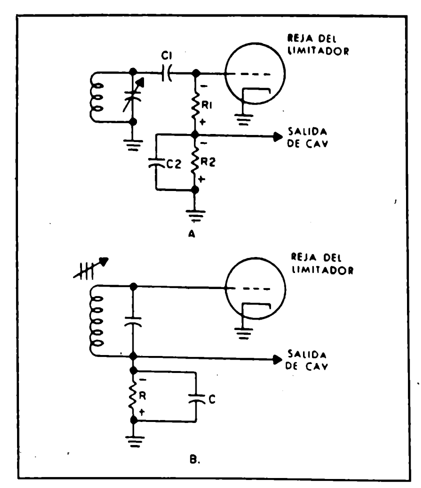


Figura 13-8. Métodos para desarrollar tensiones de CAV en el circuito limitador

vación de la polarización automática desarrollada por la entrada del limitador, utilizándola como tensión de CAV. La tensión se realimenta a los mismos circuitos y realiza las mismas funciones que la tensión que se desarrolla en la red mostrada en A de la misma figura; no obstante, la señal de CAV desarrollada por el circuito de la parte A puede ser, en cierta medida, más estable con una señal de entrada de intensidad constante.

Circuito discriminador de frecuencia

Cuando se utiliza en conjunción con un circuito limitador, el discriminador extrae la inteligencia de audio de la señal de MF de entrada. El circuito discriminador que se muestra en A de la figura 13-9, está integrado por dos circuitos sintonizados separados, dos diodos y dos redes R-C en paralelo, conectadas en serie. Se lo conoce como discriminador *doble sintonizado* o *Crosby*. En 10,7 Mc/s las tensiones en R1 y R2 son iguales.

El circuito tanque integrado por L1 y C1, está sintonizado a una frecuencia de resonancia de 10,775 Mc/s y el integrado por L2 y C2 se sintoniza a la frecuencia de resonancia de 10,625 Mc/s. Las características de respuesta de frecuencia de los circuitos sintonizados individuales se ilustran en la figura 13-9 B. Obsérvese que en la frecuencia de 10,7 Mc/s, la tensión desarrollada a través de cada circuito sintonizado es la misma; de este modo, cada diodo del discriminador conduce en igual cantidad. La tensión desarrollada a través de R1 es igual a la que se desarrolla en R2 y la tensión de la red entre los puntos A y B de la figura 13-9 A es igual a cero. La tensión que se desarrolla entre los puntos A y B para las frecuencias dentro de la banda pasante del discriminador se ilustra en la figura 13-9 C. En 10,7 Mc/s, frecuencia central del discriminador, la salida de éste es cero. En 10,625 Mc/s la salida del discriminador está en su máximo valor positivo, que corresponde a la respuesta máxima de L2-C2. En 10,775 Mc/s su salida está en su valor negativo máximo, que corresponde a la respuesta máxima de L1-C1.

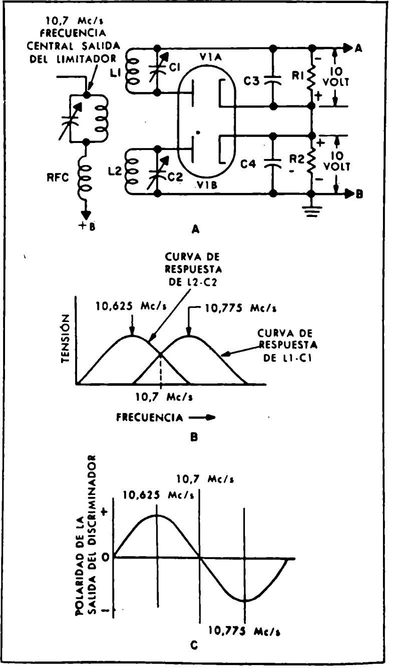


Figura 13-9. Un discriminador doble sintonizado de MF (Crosby)

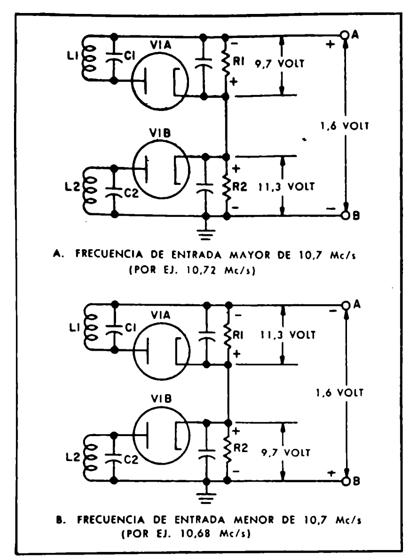


Figura 13-10. Salida del discriminador para señales de FI superiores e inferiores a la frecuencia intermedia central

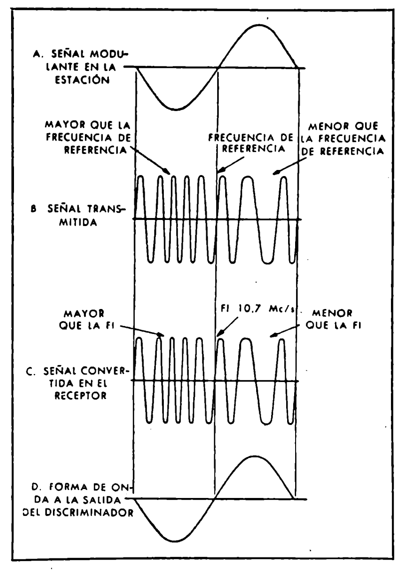


Figura 13-11. Señales en varios puntos de un sistema de MF

La figura 13-10 A, ilustra la forma en que la tensión de salida del discriminador se desarrolla para una señal de FI mayor de 10,7 Mc/s, por ejemplo, 10,72 Mc/s. Las tensiones desarrolladas a través de R1 y R2 son 9,7 y 11,3 volt, respectivamente, de modo que la tensión de salida entre los puntos A y B es 1,6 volt. La figura 13-10 B ilustra la forma en que se desarrolla una tensión de salida en el discriminador por una señal de FI menor de 10,7 Mc/s, por ejemplo, 10,68 Mc/s. Las tensiones desarrolladas a través de R2 y R1 son 9,7 y 11,3 volt, respectivamente, de modo que la tensión entre los puntos A y B es de 1,6 V. La polaridad de la tensión de salida desarrollada en la figura 13-10 B es opuesta a la que se desarrolla en la figura 13-10 A.

La figura 13-11 ilustra señales en diversos puntos de un sistema de M.F. En la figura 13-11 A se muestra la señal de modulación en la estación y la 13-11 ilustra la variación que dicha señal de modulación imprime a la frecuencia transmitida. La figura 13-11 C muestra la señal de FI y la 13-11 D, la salida del discriminador.

Calibración del discriminador de frecuencia

La calibración del discriminador doble sintonizado o Crosby, se puede efectuar con el auxilio de un generador de señales de RF y un voltímetro a válvula. La salida del generador de señales de RF se ajusta a 10,7 Mc/s y se aplica a la reja de la última etapa de FI. Se requiere la amplificación de la señal por esta etapa de FI, en algunos casos, para proveer suficiente excitación al limitador. Si la salida del generador de señales de RF es suficientemente intensa como para que sin amplificación adicional excite la etapa limitadora, la señal se puede aplicar directamente a la reja del limitador.

Con la señal de 10,7 Mc/s aplicada, se conecta el voltímetro a válvula a través de cada una de las resistencias de carga del discriminador, y se sintoniza el capacitor en el primario (tanque de placa del limitador) para máxima tensión continua. Se cambia la frecuencia de entrada a 10,775 Mc/s, se conecta el voltímetro a válvula a través de R1 (observando la polaridad), y se ajusta a C1 para salida máxima. Luego se cambia la entrada a 10,625

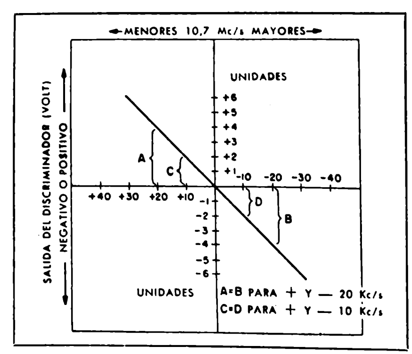


Figura 13-12. Tensiones obtenidas de un discriminador de MF correctamente ajustado

Mc/s, se conecta el voltímetro a válvula a través de R2, y se ajusta C2 al máximo. Entonces se mide la salida a través de ambos resistores del discriminador. La salida debe ser cero con una señal aplicada de 10,7 Mc/s.

Después del ajuste arriba descripto, se varía la frecuencia aplicada en pasos iguales por encima y por debajo de la frecuencia central, mientras se observa la indicación del voltímetro. La salida del discriminador debe variar igualmente hacia positivo y hacia negativo para desplazamientos iguales de la frecuencia a cada lado de 10,7 Mc/s.

La salida del discriminador después de su ajuste correcto, puede representarse gráficamente como en la figura 13-12. La linealidad de la curva de salida indica que se desarrollan tensiones de salida positivas y negativas iguales en 10 y en 20 Kc/s por encima y por debajo de la frecuencia central de 10,7 Mc/s. Se debe efectuar una verificación de la linealidad del discriminador sobre un ancho la culminación de la curva de respuesta al mismo. de banda mínimo de más o menos 75 Kc/s, hasta

Pueden encontrarse otros dos tipos de discriminadores doble sintonizados, particularmente en equipos militares. Ellos son: el discriminador de Trevis y el de Weiss. En el primero, los diodos se conectan en los extremos opuestos de los capacitores y C1 y C2 se conectan en el centro. En el de Weiss se hacen los mismos cambios y además la entrada se acopla directamente a la unión de C1 y C2. En este caso, L1 y L2 son reemplazados por un inductor único y el circuito de entrada asume una configuración delta. Los discriminadores doble sintonizados se utilizan muy raramente en los equipos comerciales modernos en razón de los críticos y complejos procedimientos de alineación que exigen.

Discriminador de fase

Muchos de los receptores de MF en uso en la actualidad utilizan otro tipo de discriminador conocido con el nombre de *Foster-Seeley*. Este tipo requiere menos componentes de circuitos tanque que el tipo doble sintonizado y es, en cierta medida, más fácil de calibrar. Sin embargo, la operación del Foster-Seeley es algo más compleja que la del doble sintonizado.

La figura 13-13 ilustra el circuito del discriminador Foster-Seeley. Debido a que el secundario del transformador está flojamente acoplado al primario, una gran porción de la inductancia secundaria total no queda enlazada por el flujo del primario, y esta inductancia, en serie con C2, forma un circuito resonante en serie. El circuito secundario resuena a 10,7 Mc/s.

Considerando todos los factores, el circuito secundario mostrado en la figura 13-13 resulta resistivo en la frecuencia intermedia de 10,7 Mc/s. Cuando la frecuencia de entrada disminuye por debajo de 10,7 Mc/s el circuito resulta capacitivo e I se adelanta a E, en el secundario. Cuando la frecuencia de entrada aumenta por encima de 10,7 Mc/s el circuito secundario resulta inductivo y E se adelanta a I. En la frecuencia intermedia de 10,7 Mc/s, los capacitores C1, C3 y C4 del discriminador ofrecen mínima reactancia. Estas condiciones conducen a las relaciones de fase que se muestran en la figura 13-14.

Para entender estas relaciones, supongamos que la tensión a través del primario, E_1 tiene un valor de fase cero, como se indica. Mediante la acción del transformador, esta tensión determina la inducción de una tensión en el secundario, E_s, que está 180° fuera de fase respecto a E_1. También se des-

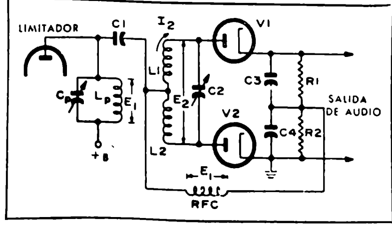


Figura 13-13. Discriminador de fase Foster-Seeley

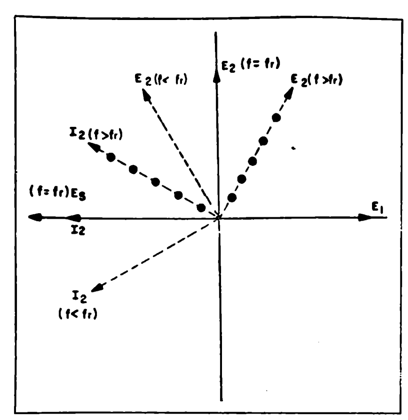


Figura 13-14. Relaciones de fase del discriminador Foster-Seeley

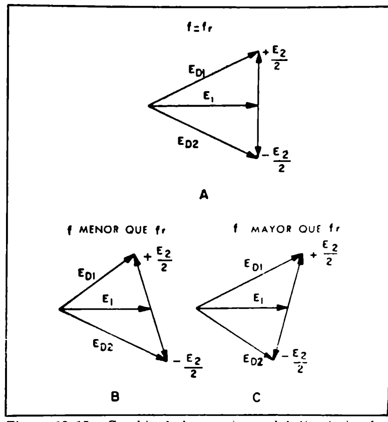


Figura 13-15. Cambio de las tensiones del discriminador a diodo para cambios en la frecuencia aplicada

arrolla, a través del inductor RFC, una tensión en fase con E_1, por acoplamiento capacitivo a través de C1. El inductor RFC está efectivamente en derivación con el circuito tanque primario y la tensión a través de él se aplica a los diodos del discriminador como tensión de referencia. En resonancia el secundario resulta resistivo; consecuentemente, la corriente I_2 en el secundario está en fase con la tensión inducida E_s, como se indica con los vectores en línea llena de la figura 13-14. La tensión E_2 desarrollada a través de C_2 por la tensión inducida, se atrasa respecto a I_2 en 90°, como se indica. La tensión desarrollada a través de la mitad del secundario $E_2/2$, más la tensión de referencia E1, proporciona la tensión para V1 y la de referencia menos la tensión de la mitad del secundario, suministra la tensión para V2. De este modo, las tensiones de los diodos E_{D1} y E_{D2}, en resonancia, son iguales, como se indica en A de la figura 13-15.

Cuando los diodos V1 y V2 conducen igualmente, las corrientes a través de los resistores de carga R1 y R2 son iguales y de direcciones opuestas. Como resultado de la acción de filtro de los capacitores de paso, las tensiones continuas iguales desarrolladas a través de estos resistores se anulan y determinan cero tensión de salida del discriminador, cuando está aplicada la frecuencia de resonancia.

Cuando la frecuencia de la señal de entrada es inferior a la de la portadora, la reactancia capacitiva de C2 domina en el secundario y la corriente en éste, I_2, se adelanta a la tensión del secundario. E_s. Puesto que la corriente I_2 es capacitiva, debe mantener aún su adelanto de fase de 90° sobre E_2; de aquí que E_2 se adelanta en fase en el mismo ángulo que I_2. El vector de representación de E_1, que no se desplaza, permanece sin cambios, pero I_2 y E_2 quedan ahora representadas por las líneas de guiones de la figura 13-14. El vector suma de E_1 y E_2 para el diodo V1 resulta en una tensión de magnitud inferior a través de V1 con respecto al diodo V2, como se muestra en B de la figura 13-15.

Cuando la frecuencia aplicada es superior a la de la portadora, o frecuencia central, predomina en el secundario la reactancia inductiva e I_2 se atrasa en fase con respecto a E_s. Los vectores representados en línea de puntos de la figura 13-14 son ahora válidos. Puesto que la tensión E_1 no ha cambiado, el vector suma de E_1 y E_2 a través del diodo V1 resulta en una mayor tensión que la producida a través de V2, como se indica en C de la figura 13-15.

En las condiciones arriba explicadas, cuando la frecuencia es superior a la frecuencia central, el diodo V1 conduce más intensamente que V2 y pasa más corriente a través de R1 que de R2; en consecuencia se desarrolla una tensión de salida positiva.

Cuando la frecuencia aplicada es inferior a la frecuencia central, el diodo V2 conduce más intensamente que V1, y pasa más corriente a través de

R2 que de R1, luego, se desarrolla una tensión de salida negativa. La tensión continua de salida varía en proporción a la variación de la frecuencia de entrada; de este modo, se produce una tensión de salida de continua que varía a una velocidad de audio, dentro del rango de oscilación de la frecuencia de la portadora y la entrada de MF es detectada.

El detector discriminador tiene la desventaja de que las señales de MA de baja potencia, demasiado débiles para hacer que funcione el limitador, permitirán que E_1, la tensión a través del reactor de RF, tenga fluctuaciones. Cuando esta tensión fluctúa a la velocidad de régimen de la MA, la señal indeseada de MA pasa efectivamente por el discriminador y se amplifica en las etapas siguientes, escuchándose a la salida del receptor. Esta desventaja no se encuentra en el detector de relación.

Detector de relación

Entre el circuito del detector de relación que se muestra en la figura 13-16 y el discriminador Foster-Seeley, existen varias diferencias. La fundamental es la conexión de los diodos. Con los diodos conectados en esta forma, éstos conducen simultáneamente los semiciclos alternados de la señal aplicada en lugar de hacerlo separadamente en semiciclos diferentes, como en el circuito Foster-Seeley.

R1 y C2 están cortocircuitados por el par de capacitores y equivalentes de C1 y C2, en serie, y C3 en paralelo. C3 y los dos resistores forman un circuito para el desarrollo de una tensión de CAV, a fin de mantener constante la tensión a través de C1 y C2 cuando ocurren fluctuaciones de amplitud en el rango de las audiofrecuencias. De este modo, cuando se emplea el circuito del detector de relación se puede eliminar la etapa limitadora.

Para entender el funcionamieno de este circuito,

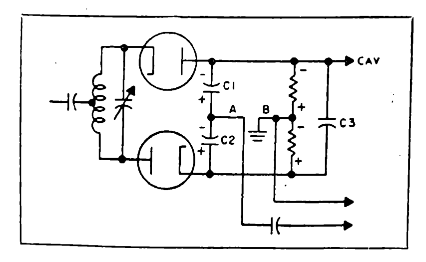


Figura 13-16. Detector de relación

supongamos que el valor medio instantáneo de tensión que aparece a través de la red de CAV es de 10 volt, lo cual es determinado por la amplitud de la señal de MF aplicada. Estos 10 volt, que están aplicados a través de los capacitores C1 y C2 en serie, es el valor máximo al que se pueden cargar éstos, que son de valores iguales. De este modo, en la frecuencia central de la señal de entrada, a través de cada capacitor y cada resistor (R1 — R2) hay presentes 5 volt; en consecuencia, la tensión entre los puntos A y B es igual a cero.

Con la misma amplitud de señal de entrada de MF y un valor medio de tensión continua de 10 volt existente en el capacitor del circuito de CAV, una desviación de la señal de entrada por debajo de la frecuencia central, determina que se desarrolle una tensión instantánea más elevada a través del diodo V2 que del V1, exactamente como en el discriminador Foster-Seeley. Para esta condición del diodo V2 conduce más intensamente y se produce un desequilibrio en la tensión desarrollada a través de C1 y C2. Esto carga más negativamente el C2, determinando que la salida se haga negativa. Por ejemplo, la tensión a través de C1 podría ser 2 volt y la tensión a través de C2, de 8 volt. La suma es aún 10 volt, pero la tensión entre los puntos A y B es ahora de 3 volt, siendo A negativo con respecto al punto B.

Una desviación de la frecuencia de entrada por encima de la central, con un valor medio de 10 volt de tensión continua mantenido sobre el capacitor de CAV, determinará que se desarrolle una tensión instantánea mayor a través del diodo V1 que del V2. Cuando el primero conduce más intensamente que el segundo, ocurre un desequilibrio en las tensiones que se desarrollan a través de C1 y C2. De este modo, el punto de unión se hace positivo cuando los electrones son desplazados, cargando al C1 y reduciendo la carga de C2. Suponiendo que las variaciones de la señal de entrada por encima y debajo de la frecuencia central sean iguales, aparecerá ahora una tensión negativa de 2 volt a través de C2, mientras que los 8 volt restantes aparecen a través de C1. Por lo tanto, la tensión de salida del punto A se hará positiva con respecto al B.

El detector de relación se denomina así en razón de que las tensiones rectificadas son divididas en dos partes, de manera tal que su relación es proporcional a la de las tensiones instantáneas de FI aplicadas a los diodos detectores.

El circuito de CAV de constante de tiempo R-C larga, se utiliza para efectuar la función de la etapa limitadora. Si la estación a la cual se sintoniza el receptor tiene algo de modulación de amplitud a su salida, los cambios instantáneos de amplitud que

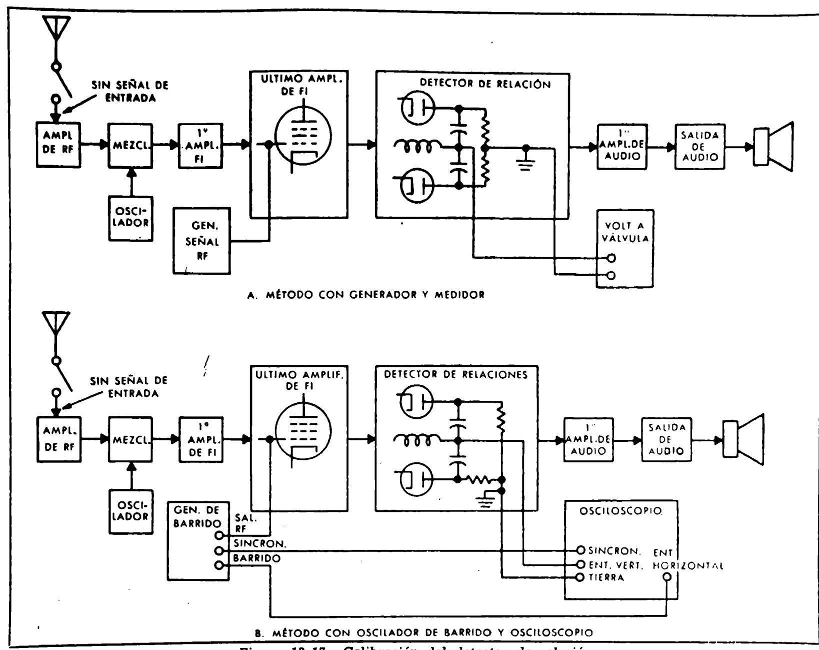


Figura 13-17. Calibración del detector de relación

son indeseables, pero que pasan a través de un discriminador sin etapa limitadora, son absorbidos por la constante de tiempo R-C larga de la red de CAV. Los cambios en la tensión de CAV con una MA aplicada son insignificantes y las variaciones indeseadas de amplitud son efectivamente eliminadas por filtrado.

Cada vez que se sintonice una estación potente con el receptor de MF, la relación de tensiones admisible desarrollada a través de C1 y C2 permanece constante. La estación potente desarrolla una tensión de CAV más alta, que se realimenta para disminuir la ganancia de las etapas precedentes. Las oscilaciones positivas y negativas de la tensión de salida del circuito detector de relación son, en consecuencia, directamente proporcionales a las variaciones de la frecuencia intermedia central, y no están afectadas apreciablemente por las variaciones de amplitud.

Calibración del detector de relación

Para ajustar con precisión el detector de relación, es siempre mejor trabajar desde el detector hacia el "extremo de entrada", o etapa de RF, del receptor. Puede emplearse más de un método para la calibración de este detector. Uno de ellos emplea un generador de señales RF y un voltímetro a válvula con escala de cero al centro. Este método permite una indicación de medida, de ajuste correcto, y el detector se puede ajustar antes o después de la sección de FI del receptor. Otro método de calibración del detector de relación utiliza un generador de barrido de MF y un osciloscopio. Este método permite la alineación por la observación visual en el osciloscopio de la curva de respuesta total del detector y es uno de los más rápidos y más precisos de los existentes.

En el primero de los arriba mencionados, las conexiones se efectúan como se indica en la figura 13-17 A. El generador de señales de RF se conecta

entonces a la reja de la etapa final de FI y se ajusta a la frecuencia central deseada. Después que se han completado estos dos pasos, el voltímetro a válvula se coloca a través de uno de los resistores y el primario del circuito se ajusta para indicación máxima. El voltímetro a válvula se coloca luego a través del otro resistor y se sintoniza el secundario del transformador para caídas de tensión iguales a través de ambos resistores. Para la verificación de la calibración se varía la frecuencia del generador de señales en cantidades iguales por encima y por debajo de la frecuencia central, mientras se observa la indicación en el medidor. Para cada par de cambios de igual frecuencia por encima y por debajo de la central, deberán observarse variaciones iguales. Si así no fuera, puede ser necesario un leve reajuste del secundario para mejorar la linealidad de la salida. La curva de respuesta debe ser lineal sobre un ancho de banda de 200 Kilociclos con el punto de cruce para tensiones iguales a través de C1 y C2, coincidentes con la frecuencia central de 10,7 Mc/s. Como verificación adicional de la alineación del detector de relación, se puede trazar un gráfico de la curva de respuesta. El gráfico resultante debe ser similar al que se indica en la figura 13-12 para el circuito discriminador, excepto que estará centrado en la mitad de la tensión de salida del CAV.

El segundo método de alineación del detector de relación es el denominado método visual, que requiere equipos, en cierta medida, de naturaleza más compleja que los utilizados en el primero, pero ofrece las ventajas de requerir menor tiempo para la tarea. En lugar del generador de señales de RF y el voltímetro a válvula, se utilizan respectivamente, un generador de barrido de MF y un osciloscopio. Las conexiones se ilustran en la figura 13-17 B.

El generador de barrido de MF, es un oscilador que provee una señal de MF, que se extiende en cantidades iguales por encima y por debajo de una frecuencia central deseada. La desviación máxima de la frecuencia central puede fijarse en cualquier valor entre 30 y 700 Kc/s. En el método visual, el generador de barrido de MF, se coloca para una desviación de aproximadamente 200 Kc/s, y la salida se aplica a la reja de la etapa final de FI. La entrada vertical del osciloscopio se conecta al punto de unión de los capacitores de salida del detector de relaciones, y la tensión del barrido horizontal se obtiene de la señal de modulación del generador, o de un barrido sinusoidal interno. Con estas conexiones, el osciloscopio debe desarrollar una curva de respuesta en forma de S, como la que se muestra en la figura 13-18. En esta figura, las variaciones verticales de la curva en S representan el incremento y la disminución de la amplitud de la señal de salida de audio y las variaciones horizontales representan la desviación de frecuencia causada por la señal de modulación.

La amplitud vertical de la curva de respuesta en S se ajusta al máximo en el osciloscopio, mediante el ajuste del primario del circuito del detector. La linealidad de dicha curva se ajusta mediante la sintonía del circuito secundario.

Si el circuito no está balanceado correctamente, en la salida del parlante puede escucharse una indicación de ello. También pueden resultar curvas como las de la figura 13-19. Las curvas allí mostradas se pueden corregir efectuando los ajustes que para ellas se indican. La respuesta total del circuito detector de relación debe ser lineal para un mínimo de 150 Kc/s, desde el pico negativo hasta el pico positivo de la curva de respuesta, cuando se la verifica a lo largo del eje horizontal.

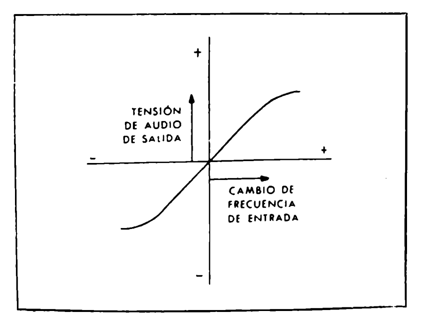


Figura 13-18. Curva de respuesta tipo S de un detector de relación ajustado correctamente (obtenida mediante un generador de barrido)

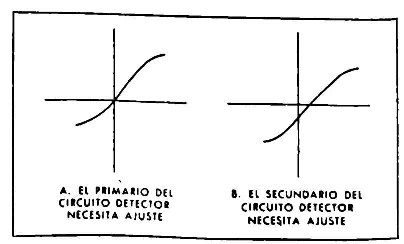


Figura 13-19. Respuestas distorsionadas y no lineales de detectores de relación incorrectamente ajustados

(Esta cifra de 150 Kc/s se aplica a los receptores que funcionan en la banda de radiodifusión de MF de 88 a 108 Mc/s).

Discriminador con válvula de haz controlado

El discriminador de haz controlado es un circuito que utiliza una válvula especialmente diseñada de haz electrónico controlado. Los circuitos que se utilizan con ella, combinan las funciones del limitador y discriminador, y en muchos casos, proporcionan la potencia suficiente como para eliminar la necesidad de un primer amplificador de audiofrecuencia. Este discriminador es muy difundido allí donde el peso o el costo deben conservarse en un mínimo. La calidad de la salida de audio está dentro del rango de buena hasta escasamente aceptable, dependiendo del diseño particular. Las válvulas corrientes existentes de haz electrónico controlado, producen demasiada distorsión para aplicaciones de alta fidelidad .

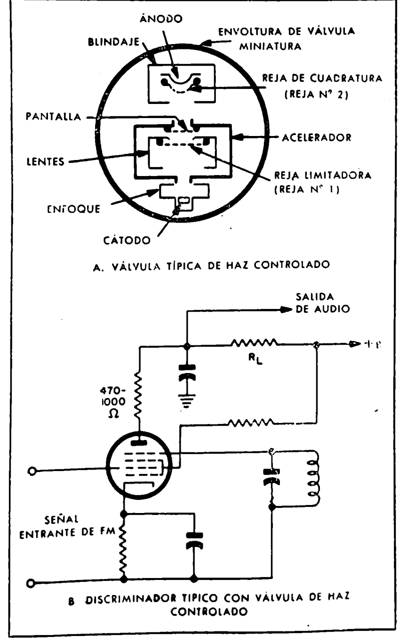


Figura 13-20. Válvula de haz controlado y circuito discriminador

La parte A de la figura 13-20 es un esquema de la estructura interna de la válvula. Los electrones emitidos por el cátodo son alineados en un haz angosto mediante los elementos de enfoque y aceleración, antes de alcanzar la primera reja, llamada reja limitadora. Esta reja tiene características de corte extremadamente neto, por lo cual se consigue el corte y la saturación con potenciales muy levemente diferentes. Eso es un resultado del haz enfocado y del hecho de que cualquier carga espacial que tienda a desarrollarse cercana al cátodo (una condición que puede facilitar el corte neto), es alejada por el acelerador. Esta reja limitadora actúa casi como un elemento de conmutación o llave de interrupción.

Una vez atravesada la reja limitadora, el haz electrónico es enfocado nuevamente por un sistema de lentes integrado por el mismo acelerador y la reja pantalla. El haz pasa entonces a través de un par de angostas ranuras, una en la reja pantalla y la otra a la entrada de la caja blindada. Aquí está colocada la reja de cuadratura, con características de corte similares a las de la limitadora. Cuando ambas rejas de conmutación o interrupción permiten la conducción, los electrones alcanzan finalmente la placa o ánodo.

En el circuito práctico de la parte B de la figura 13-20, se muestra la válvula con cuatro rejas. Las dos conectadas entre sí, son la pantalla y el elemento acelerador, los cuales se muestran a menudo simplemente, como una reja pantalla en los diagramas esquemáticos. La señal de entrada del amplificador de FI se aplica a la reja limitadora, que se polariza para un pequeño valor de corriente en la válvula sin señal. La reja limitadora se excita hasta la saturación y el corte, aun con señales débiles, para proveer limitación efectiva y para producir pulsos de corriente en la válvula.

Cuando la corriente alcanza la reja de cuadratura, el circuito sintonizado conectado a este elemento produce una tensión de reja en cuadratura, la cual atrasa en fase los pulsos de corriente. En resonancia, este desplazamiento es de exactamente 90°, de manera que la reja de cuadratura está al corte durante alrededor de la mitad del tiempo que conduce la reja limitadora. Cuando la señal de entrada está debajo de la de resonancia, el circuito sintonizado produce menos atraso y un pulso de salida más largo. Cuando la señal de entrada está por encima de la de resonancia, el circuito sintonizado produce más atraso y un pulso de salida más angosto. De este modo, el ancho del pulso que

alcanza la placa se hace variar según cambia la frecuencia de entrada con la modulación.

Un pequeño resistor en el circuito de placa desarrolla un pequeño pulso de tensión en la placa, que se realimenta a la reja de cuadratura a través de la capacitancia interelectrónica. Esto mejora la linealidad de salida, aumentando el ancho de banda del discriminador. Entre este pequeño resistor y el resistor de carga de placa normal, hay un capacitor que elimina por filtrado los pulsos de RF. Como el ancho del pulso varía, así varía la carga de este capacitor y estos cambios de carga constituyen la salida de audio.

Calibración del discriminador con válvula de haz controlado

La calibración del discriminador con válvula de haz electrónico controlado es relativamente simple, pero bastante crítica. Para efectuarla se aplica a la reja de la última etpa de FI, una señal modulada por un tono, de reducido nivel. El nivel debe ser suficientemente bajo como para que se pueda escuchar a la salida un soplido o siseo. El potenciómetro de cátodo (mostrado como un resistor fijo en B de la figura 13-20), se ajusta para mínimo soplido, mientras el nivel de entrada se disminuye lo necesario para conservar una pequeña magnitud de soplido. A continuación, el circuito sintonizado de cuadratura se ajusta para salida máxima. Finalmente, si el circuito de la reja limitadora utiliza sintonía, se lo ajusta para máxima salida.

En los equipos corrientes, la mayoría de los receptores de MF utilizan el detector de relación o bien el discriminador Foster-Seeley. El sistema de sonido del receptor de televisión utiliza generalmente el discriminador con válvula de haz electrónico controlado o bien el detector de relación. Los circuitos doble sintonizados que se estudiaron al principio y los del tipo Bradley y de oscilador enclavado, se encuentran fundamentalmente en los equipos más antiguos o en dispositivos para fines especiales tales como circuitos de control automático de frecuenciá. (En equipos militares, radar, etcétera).

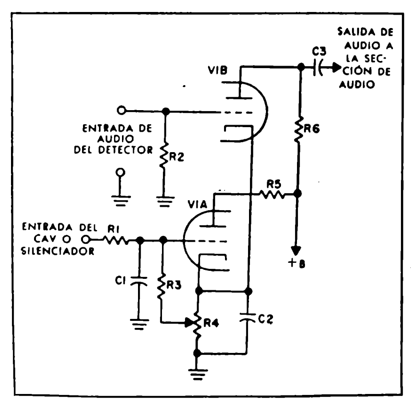


Figura 13-21. Un circuito típico de silenciador

Circuitos silenciadores ("Squelch")

Otro circuito que se utiliza en algunos receptores de MF es el circuito silenciador, el que recibe a veces el nombre de *circuito de enmudecimiento*, o de *silenciamiento del amplificador de audio*. Se presenta en su forma fundamental en la figura 13-12. En este circuito, la válvula V1B sirve como amplificadora de audio controlada por la válvula V1A y la tensión de CAV o tensión de silenciamiento desarrollada en el circuito limitador-discriminador.

Cuando hay presente una señal de entrada, se desarrolla una tensión de CAV o tensión de silenciamiento de polaridad negativa, que se aplica a la reja de control de la válvula V1A, para mantenerla al corte. Puesto que la tensión de CAV es generalmente insuficiente para llevar la válvula al corte, se utiliza, frecuentemente, un rectificador silenciador separado. Los cátodos de V1A y V1B están conectados a la red de polarización R4 y C2; sin embargo, con V1A al corte, únicamente la corriente que drena la válvula V1B desarrolla tensión de polarización y el amplificador funciona normalmente.

Un receptor de MF sin este circuito, emitirá un soplido u otro ruido indeseable por el parlante, cuando no se reciba una señal de entrada. Los que utilizan el circuito silenciador no emitirán este ruido, porque cuando la señal de entrada está ausente, no se desarrolla tensión de silenciamiento, la válvula V1A conduce intensamente y desarrolla suficiente tensión de polarización a través del resistor R4, como para llevar al corte a la válvula V1B. Con V1A conduciendo y V1B al corte, la sección de audio del receptor está efectivamente inhabilitada y no se emite ningún sonido por el parlante. Por lo general, los receptores que utilizan el detector de relación no requieren un circuito silenciador, porque el nivel de ruido de salida de este detector es bastante bajo cuando no hay señal de entrada.

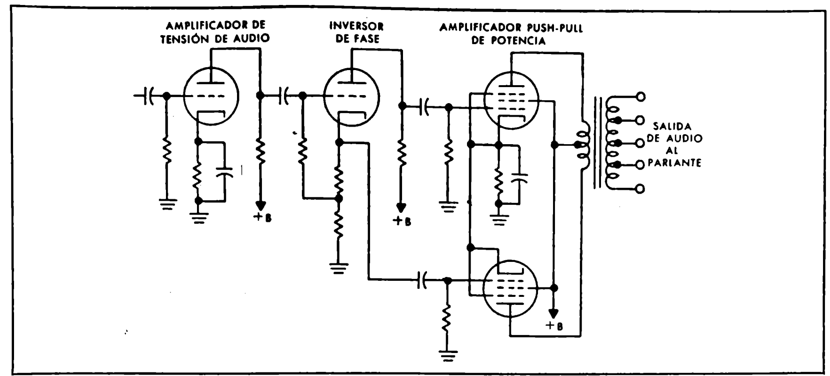


Figura 13-22. Sección de audio de un receptor típico de MF

Ajuste de la tensión de silenciamiento.

El valor de la tensión de silenciamiento, o la selección del nivel de CAV al cual ocurre el silenciamiento o enmudecimiento, depende, en cierta medida, de la intensidad relativa de la señal de MF recibida. Como se estudió anteriormente, una estación potente o cercana desarrollará una gran tensión negativa de CAV, y una estación débil o distante, una pequeña tensión de CAV. Lo mismo es aplicable a la señal de silenciamiento. Por lo tanto, cuando se recibe una señal potente, la polarización estática de la válvula V1A no necesita ser tan grande como cuando se recibe una señal débil. Para la recepción de señales de MF débiles, la polarización estática de V1A debe aumentarse, para evitar que la válvula silenciadora conduzca y borre las señales.

Para la recepción de señales fuertes, el potenciómetro de polarización R4, en el cátodo de la válvula silenciadora V1A se coloca de manera que exista una resistencia elevada entre el extremo inferior de R3 y tierra. Esta posición determina efectivamente menos polarización entre cátodo y reja de V1A por la derivación de una tensión positiva más alta a través de R4, para aplicación a la reja. De este modo, la tensión de silenciamiento, que es grande para una señal potente, mantendrá la válvula silenciadora únicamente apenas por debajo del corte, de manera tal que el silenciamiento ocurra inmediatamente que se pierda la señal.

Para la recepción de señales débiles, R4, se coloca de manera que exista una pequeña o mínima resistencia entre el extremo inferior de R3 y masa. Esta posición ubica la reja más cerca del potencial de tierra y, puesto que el cátodo permanece en un valor positivo, la polarización sobre V1A se aumenta para permitir que la reducida tensión de silenciamiento desarrollada en la limitadora-discriminadora, mantenga a la válvula por debajo del corte. De este modo, la señal débil pasa y el silenciamiento ocurrirá lo mismo inmediatamente que ésta se pierda. El ajuste del silenciamiento, por lo tanto, depende de la intensidad de la señal recibida y del deseo personal del operador que atiende el receptor.

Sección de audio del receptor de MF

La sección de audio del receptor de MF es estrechamente comparable a la del receptor convencional de MA. El amplificador de tensión, el inversor de fase (si se utiliza) y la sección amplificadora de potencia, son idénticas en la disposición de los componentes, a la encontrada en las del tipo de MA. No obstante, existen algunas leves diferencias en la calidad y valores de los componentes utilizados en el amplificador de audio del receptor de MF, debido a la fidelidad superior del sonido recibido, que resulta del ancho de banda mayor de la MF.

En la figura 13-22, se muestra esquemáticamente una disposición de circuito de un amplificador de audio típico, de un inversor de fase y de un amplificador de potencia. Estos circuitos funcionan exactamente como los del mismo tipo que se estudiaron anteriormente.

Los procedimientos de búsqueda de fallas em-

pleados para reparar la sección de audio de un receptor de MF, son idénticos a los utilizados para reparar la sección respectiva de un receptor de MA. El procedimiento normal de localización de fallas en una sección particular del equipo, tal como la de RF, conversora, FI, detectora, audio y de fuente de alimentación, también son aplicables. Además, el proceso de aislación de la falla a una etapa en particular, de la sección respectiva, y la ubicación del componente que determina la falla, también se utiliza en este caso. Como una regla general, la búsqueda de fallas en cualquier receptor de MF, puede efectuarse con un voltímetro y válvula (o bien, un buen instrumento múltiple volt-ohm-miliamperímetro), y un generador de señales de RF.

Las diferencias principales entre los receptores de MF y MA, son la frecuencia de operación de las etapas de RF, conversora y de FI, y el empleo de un circuito limitador-discriminador o detector de relación en el receptor de MF, para convertir la señal modulada en frecuencia en una señal de salida de audiofrecuencia de bastante buena calidad.

13-3 RESUMEN

La comparación entre los receptores de MA y MF ha demostrado que las secciones de audio y la mayoría de las secciones de radiofrecuencia de ambos tipos es muy similar. Las diferencias principales son los valores de los componentes, debido a la diferencia en las frecuencias de operación. y los medios para extraer la inteligencia de la señal de entrada.

En el receptor de MF, la detección se efectúa por medio de un limitador-discriminador, un discriminador de fase, un detector de relación o un discriminador con válvula de haz electrónico controlado. Este último es el más simple y eficiente. Se ha demostrado que estos circuitos son bastantes diferentes en su funcionamiento al circuito detector a diodo del receptor de MA.

El receptor de MF utiliza algunos circuitos especializados y dispositivos que no se requieren en el de MA. En medio de ellos, hay componentes de compensación de temperatura y un dispositivo de control automático de frecuencia que mantiene la frecuencia del oscilador 10,7 Mc/s más allá de la frecuencia de la estación sintonizada. Otro circuito especializado es el de "squelch" o red de silenciamiento. El circuito de silenciamiento, utilizado con los tipos de detectores de MF limitador-discriminador y discriminador de fase, lleva al corte la sección de audio del receptor, cada vez que se pierde la señal recibida. De este modo, se elimina cualquier soplido u otro ruido indeseable que pudiera hacerse presente, en ausencia de una señal transmitida. Algunos receptores de comunicaciones de MA, también utilizan circuitos silenciadores.

La construcción total del receptor de MF y la transmisión de una señal de alta calidad, son los principales factores que determinan que la MF proporcione una calidad de sonido superior a la MA.

CUESTIONARIO

1. ¿Cuáles son las diferencias fundamentales entre los receptores de MA y MF?
2. ¿Cómo puede evitarse que los osciladores locales para la MF, se desplacen en frecuencia?
3. ¿Cuál es la ventaja principal del detector de relación sobre el limitador-discriminador?
4. ¿Cuáles son los dos métodos de calibración que se pueden utilizar en el detector de relación?
5. ¿Cuál es el ancho de banda total de RF que debe ser capaz de recibir el amplificador de RF para MF?
6. ¿Qué efecto produce un capacitor de coeficiente de temperatura negativo, sobre la frecuencia del circuito tanque del oscilador cuando aumenta la temperatura ambiente?
7. ¿Cuáles son las diversas causas de corrimientos de frecuencia del oscilador?
8. ¿Cuál es la frecuencia intermedia de un receptor típico de MF?
9. Si el oscilador local de un receptor de MF está sintonizado por encima de la frecuencia de la señal de entrada, ¿qué rango de frecuencia debe tener el circuito tanque de dicho oscilador para cubrir la banda de MF?

10. ¿Cuál es la función del circuito silenciador de un receptor de MF?

11. ¿Es necesario el circuito silenciador en un receptor de MF que utiliza un detector de relación?

12. ¿Cuál es el ancho de banda total de radiodifusión de una estación de MF, incluyendo las bandas de seguridad?

13. ¿Cuáles son los tres métodos que se pueden emplear para calibrar los amplificadores de FI del receptor de MF?

14. ¿Cuál de los tres métodos de calibración de los amplificadores de FI es el más difícil o requiere el equipo más complejo para efectuarlo?

15. ¿Cuál es la relación señal-ruido requerida para que un receptor de MF funcione correctamente?

16. ¿Qué característica de la onda transmitida es el factor de limitación de la distancia en la transmisión y recepción de MF?

17. Explique cómo se puede obtener una curva de alimentación del discriminador en forma de S en el receptor de MF.

18. ¿Qué propiedad determina la amplitud pico a pico de la curva de calibración en forma de S?

19. ¿Qué propiedad determina el ancho horizontal de la curva de calibración en forma de S?

20. Explique brevemente el proceso de calibración de un circuito limitador-discriminador, empleando un generador de señales de RF y un voltímetro a válvula.

21. ¿Cuál es la ventaja principal del discriminador con válvula de haz electrónico controlado?

22. ¿En qué tipo de equipo se utiliza más a menudo el discriminador con válvula de haz electrónico controlado?

CAPITULO XIV

Aplicaciones del Transistor a los Circuitos Básicos

14-1 Introducción

Como elemento del circuito, el transistor, semejante a su contraparte, la válvula de vacío, es un dispositivo electrónico polarizado y activo. Un dispositivo polarizado es aquél que requiere potenciales continuos de operación que fijan su punto de reposo o de funcionamiento estático para la operación. Esta condición eléctrica estática se representa en gráficos de características estáticas (familias de curvas de colector y emisor). Por dispositivo activo se entiende un dispositivo cuya acción interna produce una señal aumentada a la salida, cuando se le aplica una señal de entrada. Esta condición dinámica determina que el dispositivo aparezca como si contuviera una fuente interna de energía. Las ganancias de corriente, tensión y potencia del circuito amplificador dependen de la orientación del transistor. En razón de que éste es un dispositivo operado a corriente, su criterio básico de rendimiento es la ganancia de potencia. El circuito equivalente del *parámetro híbrido* del transistor, introducido en los fundamentos de éste, muestra una cierta bidireccionalidad entre sus circuitos de entrada y de salida, o sea, transferencia de corriente directa (o ganancia) y transferencia de tensión inversa (o realimentación). En razón de esta interdependencia de circuitos de salida y de entrada, los parámetros híbridos del transistor o características de C.C. varían con la configuración del circuito y con las impedancias de la fuente y de la carga del mismo. La superposición de las líneas de carga del circuito sobre el gráfico de las característica estáticas de entrada y salida del transistor, suministra una representación de su funcionamiento como un elemento funcional del circuito eléctrico. Sin embargo, este método se utiliza únicamente en el análisis del amplificador de señales grandes debido a la dificultad de la interpretación gráfica. Para el análisis del amplificador de señales pequeñas se utilizan varios circuitos equivalentes basados en mediciones de "caja negra",* aunque el método gráfico es valioso para la fijación del punto de operación, y en algunos otros aspectos.

Ningún circuito equivalente simple del transistor es de utilidad universal; sin embargo, el circuito equivalente del parámetro híbrido es el más ampliamente utilizado; por lo tanto, podrá empleárselo en el análisis siguientes de amplificadores a transistores para señales pequeñas. El término análisis de pequeñas señales, implica que los parámetros permanecen constantes sobre el rango de operación del amplificador.

* La "caja negra" se utiliza en análisis de circuitos para resolver el siguiente problema: dado un circuito desconocido encerrado en una "caja negra", al cual se le aplica una excitación conocida a su entrada, resolver dicho circuito mediante el análisis de la respuesta obtenida a su salida. (N. del T.).

14-2 CLASIFICACIÓN DE AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS

La clasificación de los amplificadores a transistor es la misma que la de los amplificadores a válvula de vacío; no obstante, debido a la naturaleza esencial de amplificación de potencial del transistor, la división de servicio más amplia es la de los tipos de bajo y alto nivel. Los métodos de acoplamiento para los circuitos a transistor son similares a aquéllos que se emplean en los circuitos a válvula, esto es, a R-C, directo, a transformador y a impedancia. Las mismas calidades de rendimiento y fidelidad, es decir, respuesta de frecuencia, transitorios y respuesta de desplazamiento de fase; distorsión armónica y por intermodulación, y relación señal-ruido les son aplicables, lo mismo que a los amplificadores a válvula.

14-3 AMPLIFICADORES DE AUDIO TRANSISTORIZADOS

Puesto que el transistor es operado a corriente y sus impedancias de circuito son relativamente bajas, los circuitos amplificadores a transistor requieren potencia de entrada, de manera que el rendimiento de amplificación se establece mejor en términos de ganancia de potencia. La configuración de circuito con emisor común o a masa tiene una ganancia de tensión que es bastante grande en valor, pero menor que la del circuito de base común o a masa y un valor de ganancia de corriente que se aproxima al del circuito de colector común o a masa. Por lo tanto, desde el punto de vista de la ganancia de potencia, el circuito de emisor a masa es superior, prácticamente en todas las aplicaciones, a las otras configuraciones y, consecuentemente, es el más utilizado. Por lo tanto, el análisis siguiente, tanto como el resto de este capítulo, conciernen a la conexión de emisor a masa, o común, aunque los mismos procedimientos de análisis son aplicables a las otras dos disposiciones de circuito del transistor.

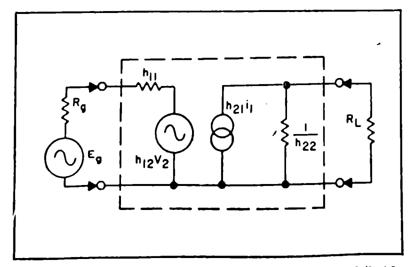


Figura 14-1. Circuito equivalente del parámetro híbrido del transistor (y circuito asociado)

Las características pertinentes de rendimiento del circuito del amplificador a transistor son sus impedancias de entrada y salida y las ganancias de corriente, tensión y potencia. Las fórmulas para estas características, que se derivan de la solución simultánea de las ecuaciones de entrada y salida del circuito equivalente del parámetro híbrido general con impedancias de fuentes y de carga aplicadas (como se muestra en la figura 14-1), se dan en la tabla 14-1.

TABLA 14-1

Características de Rendimiento			
Nombre	Símbolos	Definición	(Parámetros h)
Resistencia de entrada	$R_i =$	$\frac{v_1}{i_1} =$	$\frac{h_{11} + \Delta h R_L}{1 + h_{22} R_L}$
Resistencia de salida	$R_o =$	$\frac{v_2}{i_2} =$	$\frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + h_{22} R_g}$
Ganancia de corriente	$A_i =$	$\frac{-i_2}{i_1} =$	$\frac{-h_{21}}{1 + h_{22} R_L}$
Ganancia de tensión	$A_v =$	$\frac{v_2}{v_1} =$	$\frac{-h_{21} R_L}{h_{11} + \Delta h R_L}$
Ganancia real de Potencia	$A_p =$	$\frac{i_2 v_2}{i_1 v_1} =$	$A_i A_v$

$\Delta h = h_{11} \ h_{22} - h_{12} h_{21}$

NOTA: El hecho de que i_2 esté precedida por un signo negativo significa simplemente que la salida real de corriente es opuesta a la convención normal de la "caja negra".

Las fórmulas generales son aplicables también a todas las conexiones, siempre que sus valores respectivos del parámetro híbrido sean sustituidos. Los valores típicos del parámetro h para las tres conexiones, se dan en la Tabla 14-2.

La resistencia de entrada R_i, es la que se exhibe en los terminales de entrada con una impedancia de carga conectada, mientras que la resistencia de salida, R_o, es la que se refleja en los terminales de salida con la resistencia de la fuente de señal aplicada pero inhabilitada. Las ganancias de corriente y tensión, A_i y A_v, son las relaciones de corriente de carga-corriente de entrada y tensión de carga-tensión de entrada, respectivamente. Pero, de acuerdo con lo ya establecido, como el transistor es un dispositivo operado a corriente, y requiere como tal potencia de entrada es, fundamentalmente, un amplificador de potencia. Por lo tanto, lo ganancia de potencia es el criterio fundamental de rendimiento, el cual especifica, para una cierta

TABLA 14-2

Parámetro General		Configuración		
Nombre	Símbolo	Base a masa (BM)	Emisor a masa (EM)	Colector a masa (CM)
Impedancia de entrada (ohm)	h_{11}	h_{ib} 40	$h_{ie} \cong \frac{h_{11}}{1+h_{21}}$ 2000	$h_{ic} \cong \frac{h_{11}}{1+h_{21}}$ 2000
Relación de transferenc de tensión inversa	h_{12}	h_{rb} 4×10^{-4}	$h_{re} \cong \frac{\Delta h - h_{12}}{1+h_{21}}$ 16×10^{-4}	$h_{rc} \cong 1$
Relación de corriente directa	h_{21}	h_{fb} $-.98$	$h_{fe} \cong \frac{h_{21}}{1+h_{21}}$ 49	$h_{fc} \cong \frac{1}{1+h_{21}}$ -50
Admitancia de salida (mho)	h_{22}	h_{ob} 1×10^{-6}	$h_{oe} \cong \frac{h_{22}}{1+h_{21}}$ 5×10^{-5}	$h_{oc} \cong \frac{h_{22}}{1+h_{21}}$ 5×10^{-5}
Determinante	Δh	4.32×10^{-4}	216×10^{-4}	50.1

NOTA: Las letras suscriptas designan, por orden, el nombre del parámetro y la configuración inicial. Los parámetros generales (h_{11}, etc.), con la configuración inicial como tercera suscripta también se utilizan. Para la configuración inicial adoptada, se puede utilizar h_i, o simplemente h_{11}, etc.

magnitud de potencia de entrada, la magnitud mayor de potencia de salida disponible para su posterior conversión a otras formas de energía a fin de realizar un trabajo útil.

La ganancia de potencia real (A_p) es, entonces, la relación de potencia de alterna de salida disipada en la resistencia de carga, a la potencia de alterna de entrada.

$$A_p = \frac{P_{sal}}{P_{ent}} = \frac{I_o^2 R_L}{I_i^2 R_i} = \frac{A_i^2}{R_L} \quad (14\text{-}1)$$

Por supuesto, se dispone de la máxima potencia a la entrada únicamente cuando R_i, la resistencia de entrada del circuito del transistor, se adapta a R_G, la resistencia interna de la fuente. La relación de la potencia entregada a la carga respecto a esta potencia máxima disponible se denomina *ganancia del transductor*. Esta relación es una medida del rendimiento de la utilización de energía de alimentación, y sirve de base de comparación para el rendimiento de amplificadores con cargas fijas y excitados por idénticas fuentes, especificando qué circuito produce la potencia de salida más elevada. La fórmula de la ganancia del transductor muestra que ésta es una función de R_G y R_L.

$$G_t = \frac{4 I_o^2 R_L R_G}{I_i^2 (R_G + R_L)} \quad (14\text{-}2)$$

Si las terminaciones (R_G y R_L) se adaptan, respectivamente, a las resistencia de entrada y salida del circuito del transistor (R_i y R_o), resulta la condición de *máxima ganancia posible* (M.G.P.), o la condición óptima. El valor de la M.G.P. depende únicamente de los parámetros del transistor. Además, el valor de M.G.P. puede considerarse como un *número de mérito* (o norma) para la comparación de diversos transistores, o de las distintas conexiones de un transistor dado. El objetivo de los amplificadores de pequeña señal y de las etapas excitadoras, es la máxima ganancia de potencia. El rendimiento de tales amplificadores a transistor conectados en cascada, como ya se ha indicado, es óptimo únicamente cuando se realiza la ganancia máxima de potencia posible, lo que requiere la adopción de impedancias etapa por etapa. La situación se complica porque R_L afecta la impedancia de entrada del circuito del transistor, mientras que R_G influye sobre su impedancia de salida, como se vio en las fórmulas anteriores.

Análisis del rendimiento de una etapa única

La figura 14-2 es un ejemplo de un amplificador clase A de audiofrecuencia, monoetapa o transistor, con polarización provista por una batería, en la configuración de emisor común o a masa. La table 14-2 presenta los valores típicos de los parámetros para la conexión de base común, utilizando valores centrales de diseño característicos para una tensión de colector de —5 volt y una corriente de emisor de 1mA. La tabla también muestra las fórmulas para los parámetros h en las configuraciones de emisor y colector común o a masa usando los parámetros de base común, tanto como sus valores. La tabla 14-1 ya transcripta, proporciona las fórmulas de rendimiento característico para la conexión general.

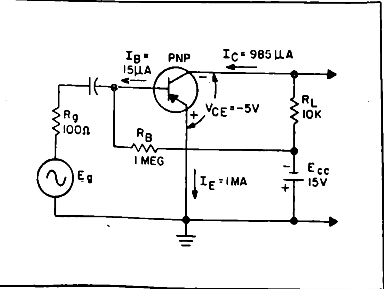


Figura 14-2. Amplificador de audiofrecuencia clase A con polarización por batería y conexión a emisor común

El circuito típico de la figura 14-2 es una configuración de emisor común. La tabla 14-3 muestra los valores característicos de rendimiento para las tres configuraciones, para $R_G = 100$ ohm y $R_L = 10.000$ ohm. Para demostrar el efecto de la variación de la resistencia de carga sobre la resistencia de entrada, R_L se aumenta a KΩ, lo cual determina que R_i, en la conexión de emisor común, disminuya de 1477 a 693 ohm, como se muestra por la evaluación de la fórmula (de la tabla 14-1) e ilustrado gráficamente en la figura 14-3.

$$R_i = \frac{h_{11} + \Delta h\, R_L}{1 + h_{22} R_L} = \frac{2000 + (216 \times 10^{-4})\ (10 \times 10^{4})}{1 + (5 \times 10^{-5})\ (1 \times 10^{6})} = 693 \text{ ohm}$$

En forma similar, aumentando R_G a 1000 ohm se hace que R_o disminuya de 78.900 a 41.900 ohm, como revela la sustitución de los valores en la fórmula (de la tabla 14-1) y la figura 14-4.

$$R_o = \frac{h_{11} + R_G}{\Delta h + h_{22} R_G} = \frac{2.000 + 1.000}{(216 \times 10^{-4}) + (5 \times 10^{-5})\ (100 \times 10^{1})} = 41.900 \text{ ohm}$$

La variación de R_L como se ha visto por la evaluación de las fórmulas respectivas (de la tabla 14-1) y la correspondiente amplificación de corriente y ganancia de potencia en función de la resistencia de carga (gráficos de las figuras 14-5 y 14-6 respectivamente), determinan que la ganancia real de potencia aumenta desde 7.236 (38,6 db) a 9.264 (39,6 db), debido al aumento del valor de la ganancia de tensión. (Ver tabla 14-3.)

TABLA 14-3

CARACTERÍSTICAS DE RENDIMIENTO PARA EL CIRCUITO AMPLIFICADOR A TRANSISTOR DE LA FIGURA 14-2

Caract. de Rendim.	Configuración		
	BC	EC	CC
R_i (ohm)	44 [76]	1477 [693]	335.000 [835.000]
R_o (ohm)	263.000 [730.000]	78.900 [41.900]	42 [60]
A_i	0,973 [0,89]	–33 [–8]	33 [8]
A_v	221 [2211]	–222 [–1158]	0,994 0,997
A_p	215 [1968]	7326 [9264]	32,8 7,99

NOTA: Los valores entre corchetes son los que resultan del cambio de R_G o R_L. Obsérvese que la variación de R_G aumenta la ganancia del transductor, puesto que 1000 ohm se adaptan más aproximadamente a los 2000 ohm de R_i que los 100 ohm originales. Sin embargo la M.G.P. permanece igual, puesto que depende únicamente de los parámetros h del transistor.

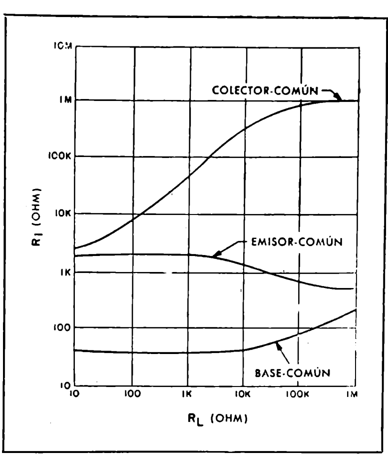


Figura 14-3. Resistencia de entrada en función de la resistencia de carga (escala logarítmica)

Amplificadores de audio conectados en cascada

Las especificaciones de diseño de un amplificador de audio exigen la entrega de una cantidad requerida de potencia a una impedancia de carga determinada, desde una fuente también determinada, de modo tal que el problema de diseño consiste, fundamentalmente, en la selección de una serie de etapas amplificadoras para adaptar, tan estrechamente como sea posible, esta fuente de señal a la impedancia final útil de carga. Un amplificador en cascada puede estar integrado por etapas de bajo y/o alto nivel.

Si, por ejemplo, el circuito de la figura 14-2 fuera acoplado a R-C a una etapa idéntica, resultará una desadaptación considerable entre los 78.900 ohm de la resistencia de salida de la primera etapa y los 1.477 ohm de la resistencia de entrada de la segunda. Tal disposición en cascada puede analizarse en conjunto escribiendo las ecuaciones de la red de entrada y del modo de salida involucrando los circuitos equivalentes del transistor, pero este método de red compleja resultará en varias ecuaciones simultáneas. Un método de análisis alternativo, es el proceso etapa por etapa, pero como éstas no están aisladas (es decir, cualquier varia-

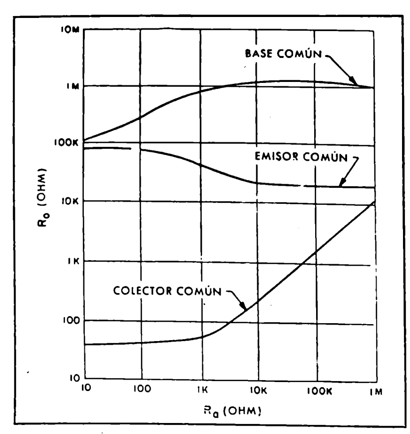


Figura 14-4. Resistencia de salida en función de la resistencia del generador (escala logarítmica)

ción de la resistencia de carga afecta la resistencia de entrada R_i, y cualquier cambio de la impedancia del generador afecta su impedancia de salida R_o), el análisis es complicado. En consecuencia, para calcular la impedancia final de salida, es necesario comenzar en la primera etapa (entrada) y trabajar hacia la salida, e inversamente, para conseguir la impedancia total de entrada, se comienza en la etapa final (salida) y se va hacia la entrada. El acoplamiento interetapa, que realiza la función doble de bloqueo de las diferentes corrientes continuas de salida y de entrada (bias), y de pasaje de las corrientes alternas entre las etapas, determina pérdidas de potencia. En general, los efectos sobre la operación de la C.A. son que las redes de polarización tienden a cargar la fuente de señal, reduciendo de este modo el control de la corriente de entrada al transistor, y que el acoplamiento discriminatorio en frecuencia de dichas redes origina distorsión de frecuencia y fase. La respuesta de frecuencia del amplificador depende del transistor en sí mismo y su conexionado asociado; en baja frecuencia está limitado por el acoplamiento de los elementos, mientras que en alta frecuencia queda determinado por los efectos combinados de las capacitancias de la juntura colector-base y su frecuencia de corte. Casi todos los parámetros de los transistores muestran una forma compleja en las frecuencias altas, pero los dos factores más importantes habitualmente proporcionados por los fabricantes de transistores para fines generales son: la frecuencia de corte y la capacitancia del colector. Exactamente como para las válvulas de vacío, la respuesta de frecuencia puede analizarse, aproximadamente, por la división de la banda pasante en los rangos bajo, medio y alto, y calculando la ganancia para el rango medio de la banda y luego las variaciones de ganancia para los rangos bajo y alto. La atenuación en las frecuencias bajas (reducción de ganancia) se debe a la capacitancia en serie con la entrada y el punto de mitad potencia se obtiene cuando su reactancia iguala a la resistencia de entrada del transistor. La respuesta a las frecuencias altas puede aproximarse por el cálculo de los efectos de sus limitaciones principales, es decir, la capacitancia del colector y la variación de h_{21}, tratados separadamente. Un punto importante es que en la disposición de emisor común o a masa, la capacitancia de salida es $1/1 + h_{21b}$ veces mayor, y la frecuencia de corte $1 + h_{21b}$ veces más pequeña que para la disposición de circuito con base común, reduciéndose por esto el límite de alta frecuencia. En razón de la complejidad del análisis, el mejor medio para determinar la respuesta de frecuencia del transistor amplificador es por el trazado experimental de la ganancia de tensión en función de la frecuencia.

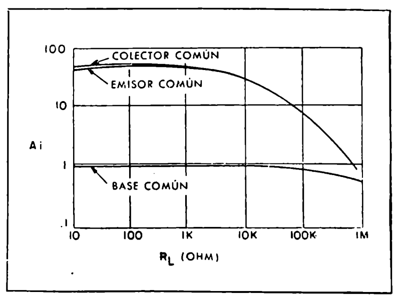


Figura 14-5. Amplificación de corriente en función de la resistencia de carga (escala logarítmica)

Amplificador de audio acoplado a R-C

Como ya se ha establecido, el problema de la conexión en cascada consiste en efectuar la adaptación más estrecha posible para la máxima ganancia de potencia. De las diversas configuraciones de combinaciones en cascada, tanto adaptadas como desadaptadas, a fin de conseguir la ganancia

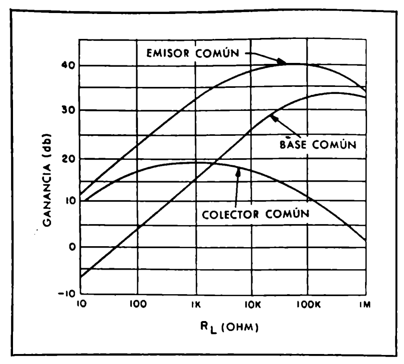


Figura 14-6. Ganancia de potencia en función de la resistencia de carga (escala semi-logaritmica)

total óptima de potencia, la cadena de emisor común rinde el máximo o está tan cerca de ello, que no se justifica cualquier análisis detallado para alcanzarlo. Un amplificador así, reiterado o repetido en sus etapas (cada una excitada por y alimentando a una etapa similar), es ventajoso únicamente en una cadena de emisores comunes o a masa. Para aplicaciones que requieren terminaciones especiales de impedancia en cada extremo, son adecuadas las configuraciones de base común (entrada de baja impedancia y salida de alta impedancia) y la de colector común (entrada de alta impedancia y salida de baja impedancia).

Las disposiciones de polarización común en cascada consisten en retornar el resistor de polarización de la base y el resistor de carga del colector de cada etapa, al terminal adecuado de la batería de alimentación, con un capacitor de paso en paralelo con ella, para reducir al mínimo la realimentación de alterna a través de su reducida resistencia interna, como se ilustra en A de la figura 14-7. Otra disposición, presentada en B de la figura 14-7, hace retornar los resistores de polarización de las bases a las derivaciones del divisor de tensión. Puesto que los valores de todos los resistores de polarización de bases son elevados para evitar la derivación de la señal de alterna, la suma de las corrientes de señal en todos los resistores externos de las bases, es mucho menor que la corriente del divisor de tensión que actúa como resistencia de drenaje, de manera que la corriente continua de entrada de cada etapa se puede calcular fácilmente dividiendo la tensión en el punto de derivación por la R_B de cada una de ellas. Estas corrientes continuas de entrada, conjuntamente con la línea de carga de cada etapa, ubican los puntos de operación respectivos.

A fin de demostrar el método de análisis etapa por etapa, en las partes A, B y C de la figura 14-8 se presenta un par amplificador en cascada generalizado, con emisor común y acoplado a RC, indicándose el método de cálculo de ganancia de potencia en la banda media. Trabajando hacia la entrada, la inspección de la parte A de la figura muestra las fórmulas para conseguir la ganancia de potencia de la segunda etapa. Obsérvese que ello depende de la resistencia de carga tanto como de la ganancia de corriente del circuito y de la resistencia de entrada, las cuales a su vez, dependen de los parámetros del transistor y de la resistencia de carga del circuito. Examinemos a continuación el circuito de acoplamiento interetapa, encerrado en línea de guiones, el cual se muestra separado en la parte B de la figura, con valores de resistencia asignados arbitrariamente y omitiendo el capacitor de acoplamiento (puesto que se lo supone un cortocircuito virtual sobre el rango de frecuencia de la banda media). La parte C

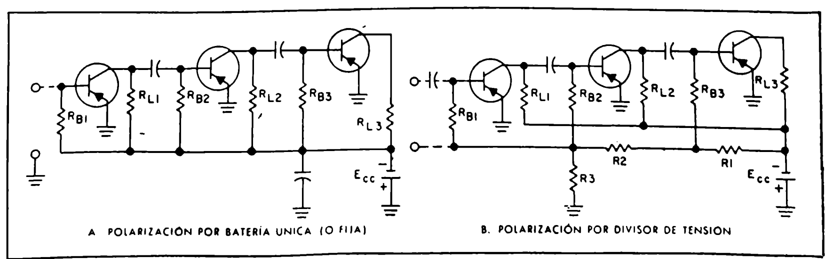


Figura 14-7. Disposiciones comunes de polarización en cascada

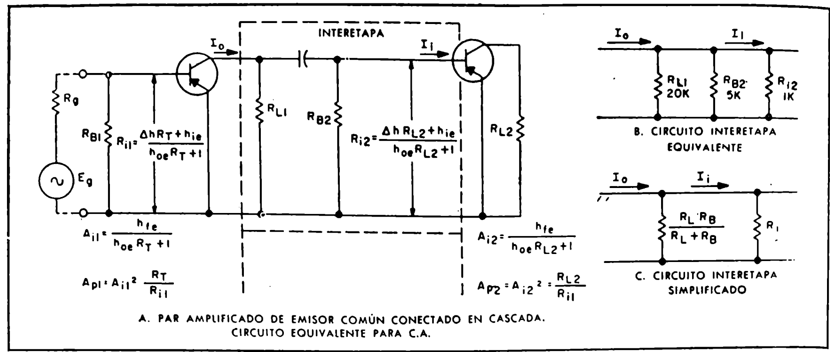


Figura 14-8. Amplificador transistorizado acoplado a R-C

de la figura combina R_{L1} y R_{B2} y omite las suscripciones secundarias por conveniencia. I_o es la corriente de salida de la primera etapa, parte de la cual pasa a través de la carga del colector y de la resistencia de polarización de base equivalente, y el resto entra a la resistencia de entrada R_i de la segunda etapa, como corriente de entrada. La ganancia de corriente interetapa, obtenida mediante el teorema de la división de corriente es:

$$A_i = \frac{I_i}{I_o} = \frac{\frac{R_L R_B}{R_L + R_B}}{\frac{R_L R_B}{R_L + R_B} + R_i} = 0{,}8$$

La pérdida de potencia en la banda media por el acoplamiento interetapa está dada entonces por:

$$A_p = A_i^2 \frac{R_i}{R_T} = 0{,}8$$

donde R_i sirve como resistencia de carga interetapa y R_T es la combinación en paralelo de las tres resistencias interetapa. La ganancia de potencia de la primera etapa se encuentra fácilmente sustituyendo en las fórmulas apropiadas (mostradas en A de la figura). Obsérvese que su impedancia de carga es la combinación en paralelo, R_T, de su propia resistencia de carga de colector y de las resistencias de polarización de base y de entrada de la etapa siguiente. Todos los valores de potencia se pueden convertir a decibeles mediante: $db = 10 \log_{10} A_p$, y la pérdida de potencia de la red interetapa se resta de la suma de las ganancias de los dos amplificadores a fin de obtener la ganancia de potencia total de la banda media, en db.

Amplificador de audio acoplado a transformador no sintonizado

Para la operación con señal pequeña de audiofrecuencia, la elevada ganancia de potencia de la configuración con emisor a masa, conjuntamente con la flexibilidad de la adaptación de impedancias del transformador, descarta las ventajas menores de las otras configuraciones. La ventaja del acoplamiento a transformador para la adaptación de impedancias, ya sea para formar una etapa imagen (son las adaptadas a la entrada y a la salida), ya para adaptar impedancias de entrada y salida especiales, para una posible ganancia máxima total, es neutralizada por la pobre respuesta de frecuencia de las versiones miniaturizadas. Para una ganancia de potencia total específica, el acoplamiento a transformador requiere menos etapas que el acoplamiento a R-C. Sin embargo, esta ventaja disminuye apreciablemente si se utilizan transistores de elevado valor de alfa, puesto que a mayor valor de alfa, corresponden resistencias de entrada y salida más uniformes.

Los transformadores se pueden utilizar para eliminar el problema de la derivación de la señal por el resistor de polarización de base, sencillamente por la conexión de las mismas en serie con el conductor de base.

Control de ganancia (nivel de volumen) manual

El control manual de ganancia es un accesorio necesario en la mayoría de los amplificadores de audio a fin de permitir el ajuste inicial y/o reajuste de la amplitud exacta de la señal, requerido para la compensación de diversas variaciones.

incluyendo el nivel de ruido ambiente, la variación de los componentes con el tiempo, la temperatura o los reemplazos, o para adecuar las conveniencias de audición del usuario. La función ideal del control de ganancia es la de ajustar la ganancia del amplificador desde cero hasta el máximo, sin afectar de ninguna otra forma el rendimiento del mismo. Por lo tanto, se lo debe insertar de manera que no varíe las resistencia a la C.C. del amplificador (de polarización o de carga) puesto que ello perturbará el punto de operación de continua, alterando las características de funcionamiento. Si el control de ganancia se coloca demasiado al comienzo de una cadena amplificadora, el factor total de señal-ruido puede verse perjudicado, dado que la energía de ruido generada en las etapas siguientes puede llegar a ser comparable al nivel de señal en las mismas; o, si se lo ubica demasiado al final, no podrá evitar la sobrecarga en las etapas anteriores, lo que puede determinar que los niveles de señal lleguen a ser excesivos u ocurran productos de modulación cruzada debidos a la falta de linealidad. En las partes A y B de la figura 14-9 se muestran disposiciones satisfactorias de controles de ganancia en el circuito de entrada. En A de la figura, el cursor del potenciómetro varía la amplitud de la señal inyectada al transistor amplificador sin variar por ello las corrientes estáticas o de continua de base o de colector. Para una derivación de señal o efecto de carga despreciable a la entrada, en la posición de pleno volumen la resistencia del potenciómetro debe ser, por lo menos, 10 veces la resistencia del arrollamiento secundario del transformador de entrada. La disposición de control de ganancia a la entrada que se presenta en B de la figura, con el control de volumen vinculado directamente al emisor más que a tierra, lo preserva de derivar la red de polarización del emisor, integrada por R_3 y R_4 y de este modo, de deteriorar la respuesta de frecuencias bajas. Los capacitores de acoplamiento C_1 y C_2 que aíslan el control de los circuitos de polarización, tienen valores elevados debido a las bajas impedancias de circuito que se involucran. En C de la figura se ilustra un control de ganancia satisfactorio en el circuito de salida, y que consiste sencillamente en un potenciómetro como impedancia de carga de colector (cuya resistencia fija el punto de operación de continua), con un capacitor de aislación en serie con su cursor para alimentar un nivel de amplitud de señal proporcional a la entrada de la etapa siguiente.

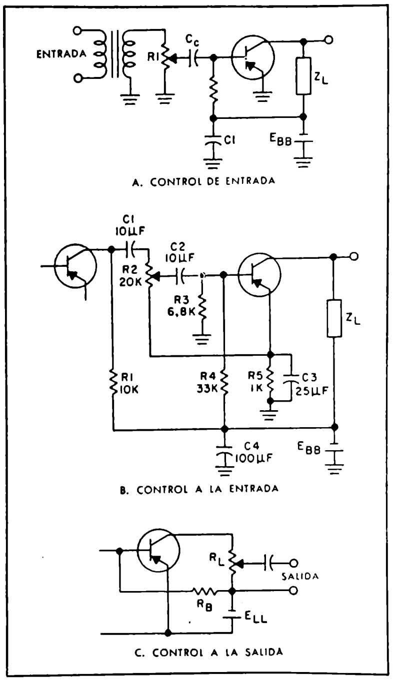


Figura 14-9. Controles manuales de ganancia (nivel de volumen)

14-4 AMPLIFICADORES SINTONIZADOS O DE FRECUENCIA SELECTIVA (RF Y FI)

Amplificadores sintonizados de banda angosta

Un amplificador de banda angosta (simple o en cascada) es aquél cuyo ancho de banda es solamente una pequeña fracción de la frecuencia media de la señal, bien por debajo de la frecuencia de corte del transistor. La red de acoplamiento debe proporcionar la característica de banda pasante requerida y una buena transferencia de potencia de las etapas excitadoras a las etapas excitadas.

La red de acoplamiento interetapa que mejor satisface los requerimientos de selectividad, bajas pérdidas y reducida sensibilidad a las variaciones

de las impedancias de entrada y salida, es el circuito sintonizado paralelo con una relación L/C relativamente baja, pero de elevado Q efectivo (a fin de reducir las pérdidas de potencia). El Q efectivo del amplificador sintonizado es la relación entre la frecuencia media o resonante (f_0), y el ancho de banda (Δf) en los puntos de mitad potencia de la curva de respuesta. La mayoría de los amplificadores de RF y FI de los receptores de radiodifusión y de comunicaciones tienen un Q efectivo superior a 10.

La configuración más adecuada del transistor, desde el punto de vista del rendimiento de la transferencia de potencia, es la de base a masa o emisor a masa. Con respecto a la sintonía, el acoplamiento fuerte entre los circuitos de entrada y salida hace que la frecuencia de resonancia sea particularmente sensible a las variaciones de las impedancias de carga de entrada y salida. Cuando la red interetapa está sintonizada a resonancia, la impedancia de carga sobre la etapa precedente es prácticamente resistiva. En las radiofrecuencias con una carga resistiva, la impedancia de entrada es inductiva en la configuración de base a masa y capacitiva en la de emisor a masa, pero para ambas, la impedancia de salida es capacitiva. Estas capacitancias de salida, modificadas por la relación de impedancias, se suman a la capacitancia del circuito resonante. La componente inductiva de la impedancia de entrada de la base a masa, modificada por la relación de impedancias del transmisor, aparece en paralelo con L del circuito resonante y, en consecuencia, la disminuye. En forma similar, la componente capacitiva de la impedancia de entrada del emisor a masa se suma a la capacitancia del circuito resonante. El resultado combinado es un incremento de la capacitancia, sin cambios en L, mientras que para base a masa L disminuye. Consecuentemente, para hacer la alineación del circuito resonante menos sensible a las variaciones de las impedancias de entrada y salida, la relación L/C debe ser relativamente pequeña, de modo que las capacitancias de entrada y salida sean solamente una pequeña fracción de la capacitancia total y L del circuito resonante no sea afectada damasiado por las componentes reactivas de la impedancia de entrada. En general, la impedancia de carga tiene un efecto mayor sobre la de entrada que la impedancia del generador sobre la de salida; de aquí, pues, que el mejor procedimiento para la mejor alineación del canal de FI sea el de comenzar por la última etapa y trabajar hacia la entrada, hasta llegar a la primera. El acoplamiento a transformador sintonizado sirve al doble propósito de selección de la frecuencia de operación y de adaptación de impedancias, conjuntamente con sus reducidas pérdidas óhmicas para la eficaz transferencia de potencia.

Se utiliza entonces el circuito resonante paralelo, como elemento selectivo de frecuencia, en diversas disposiciones de acoplamiento. Un método, mostrado en A de la figura 14-10, es la conexión directa de la entrada de la etapa amplificadora siguiente al circuito sintonizado, en serie con el inductor o capacitor (para alimentación a inductor

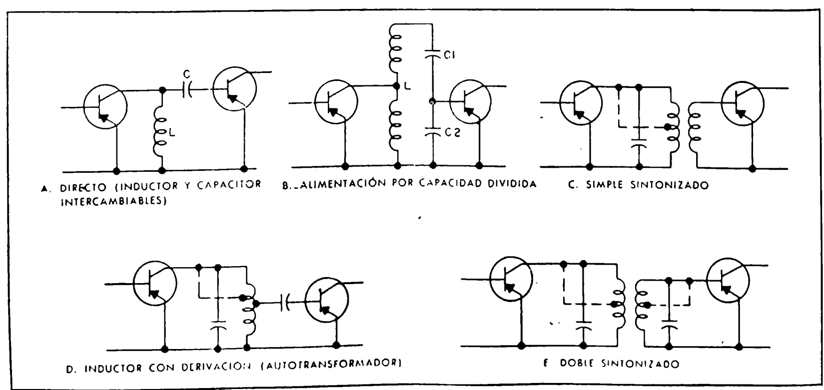


Figura 14-10. Acoplamiento resonante en paralelo

o capacitor, respectivamente), formando una impedancia de carga resonante en paralelo sobre la primera etapa. La impedancia de carga compleja incluye las impedancias de salida de la primera etapa y de entrada de la segunda, obteniéndose la máxima transferencia de potencia cuando la componente resistiva de entrada se iguala con la suma de las componente resistivas de la salida inter-etapa (la cual disminuye la potencia disponible). En otro método de acoplamiento, mostrado en B de la figura, la entrada de la segunda etapa está conectada al punto de unión de dos capacitores, los cuales son elementos del circuito tanque de salida, proporcionados para la adaptación de impedancias. En esta *alimentación a capacitancia dividida*, normalmente, el electrodo de salida se conecta a una derivación sobre el inductor. Tanto la impedancia de entrada como la de salida son aumentadas, para satisfacer la exigencia requerida por la banda angosta. La frecuencia de resonancia está determinada por L, C_1 y C_2 y las componentes reactivas de las impedancias de entrada y salida. Las impedancias que ven la salida y la entrada son funciones del Q y de las impedancias de entrada y salida respectivamente. El terecer método, y más común, es inductivo o a transformador, incluyendo algunas variaciones, como las que se indican en C, D y E de la figura. En la parte C, *simple sintonizado*, el primario sintonizado ofrece elevada impedancia de salida, mientras que la de L secundaria es baja, generalmente, para la adaptación de impedancias; la variante en D, de *inductor con derivación*, o *autotransformador*, tiene un capacitor de acoplamiento en el conductor de entrada para bloquear la polarización elevada del colector, respecto a la segunda etapa y para reducir la carga del circuito de entrada del tanque; en la sección E, o *doble sintonizado*, se utiliza tal como está representada en línea llena o bien con derivación en el primario y derivación en la bobina (como en la línea de guiones) o con secundario de capacitancia dividida (ver la parte B). El objeto de la derivación en el primario y/o en el secundario es el de aumentar el Q efectivo a fin de mejorar el rendimiento de transferencia de potencia. El acoplamiento sintonizado en paralelo de los transistores de contacto puntual exige cuidados especiales para evitar las oscilaciones debidas a su inestabilidad inherente cuando se los cortocircuita. Puede utilizarse un circuito resonante serie como impedancia de carga selectiva de frecuencia acoplada directamente o inductivamente. Sin embargo, en la disposición de acoplamiento directo, únicamente los transistores de juntura y con emisor a masa reúnen la necesaria condición de ganancia de corriente mayor que 1, en cortocircuito, mientras que con acoplamiento inductivo, la impedancia reflejada en el primario disminuye apreciablemente el Q del circuito resonante serie.

Amplificadores sintonizados de banda ancha

Los amplificadores sintonizados de banda ancha son aquéllos que tienen un ancho de banda relativamente amplio con respecto a la frecuencia de resonancia. En esta categoría están los amplificadores de FI con un Q efectivo de 10 ó menos, tales como los utilizados en receptores de televisión y de radar. La banda pasante de un amplificador multietapa que utiliza circuitos de acoplamiento de sintonía simple resonando todas en la misma frecuencia, se va haciendo más angosta a medida que se aumenta el número de etapas. En el circuito de acoplamiento doble sintonizado, si el acoplamiento es flojo o crítico, el ancho de banda total se va reduciendo a medida que se aumenta el número de etapas. Si está sobreacoplado, el valle de la mitad de la banda pasante aumenta con las etapas agregadas. La *sintonía escalonada* de etapas sucesivas, esto es, la desintonía leve de cada una de ellas alrededor de la frecuencia central deseada, es un método práctico para la obtención de una curva de respuesta de banda ancha relativamente plana, tal como en los amplificadores a válvulas de vacío. El circuito resonante puede ser simple o doble sintonizado. La frecuencia de resonancia de cada etapa está afectada por la inmediatamente precedente y la siguiente. En razón del acoplamiento entre los circuitos de entrada y salida inherente a los amplificadores a transistor, la variación de impedancia en un elemento de una etapa, afecta a todas las demás. Sin embargo, afortunadamente, el efecto de la impedancia reflejada no es acumulativo. Puesto que las etapas individuales están sintonizadas escalonadamente(a diferentes frecuencias), la ganancia de potencia total es menor que aquélla que se obtiene con el mismo número de etapas de banda angosta, pero el ancho de banda es mucho más amplio.

Amplificadores de RF

Los amplificadores de RF a transistor, semejantes a sus correspondientes a válvula, se utilizan para mejorar la ganancia, la relación señal-ruido total, o la característica de selectividad de un circuito multietapa. El diseño es fundamentalmente el mismo que el de un amplificador de FI y el problema principal consiste en la elección de un tran-

sistor con una frecuencia de corte suficientemente alta.

Para evitar el problema de la sintonía crítica, cada etapa de una cadena de RF o FI puede neutralizarse, lo cual permite el ajuste de cada circuito resonante de acoplamiento sin introducirse ninguna desintonía en o por las demás etapas. Los medios para efectuar la neutralización son similares a los utilizados en los circuitos a válvulas. Un método común es el empleo de un capacitor de realimentación ubicado de manera de proveer la cantidad necesaria de realimentación negativa.

14-5 OSCILADORES TRANSISTORIZADOS

Exactamente como para los osciladores sinusoidales a válvulas de vacío, los elementos fundamentales del circuito oscilador armónico a transistor son: un dispositivo no lineal de ganancia de potencia, una vía interna o externa de realimentación positiva selectiva en frecuencia (por medio de una combinación resonante L-C, red de desplazamiento de fase R-C, o cristal piezoeléctrico) y una fuente externa de alimentación de continua. El objeto del elemento de amplificación de potencia es el de convertir la energía externa de C.C. en una energía de C.A. de manera de reemplazar la que se disipa en el circuito externo y sus elementos, incluyendo la resistencia de carga, mediante el retorno de parte o toda la potencia alterna de salida, con la amplitud y fase adecuadas, a través de la vía de realimentación, al circuito de entrada. Para limitar la amplitud de oscilación de salida se necesita un elemento no lineal. Sin embargo, esta no-linealidad determina un leve desplazamiento de la frecuencia de oscilación y también distorsiona la forma de onda, aunque a veces se desea una forma de onda no sinusoidal, como en los generadores de armónicas o multiplicadores de frecuencia. Los transistores pueden reemplazar a las válvulas como el elemento no lineal de ganancia de potencia en muchos de los circuitos osciladores normalizados. El hecho de que sean bilaterales y tengan un apreciable desplazamiento de fase interno dentro del rango de frecuencia de ganancia de potencia utilizable, complica el diseño de osciladores de alta frecuencia, capaces de producir una oscilación de salida de frecuencia y amplitud estables, con una buena forma de onda sinusoidal. La inestabilidad de frecuencia del oscilador a transistores reconoce como causas, las siguientes: variación de la capacitancia del colector debida a variaciones en los potenciales del colector o emisor, cambios en la resistencia equivalente en derivación del circuito tanque bajo una carga aplicada variable y, la más seria de todas, la variación de casi todos o prácticamente todos los parámetros del transistor con desplazamiento del punto de operación causados por el efecto del cambio de temperatura sobre la corriente inversa de colector (I_{co} ó I_{Eo}). Las técnicas de estabilización de frecuencia consisten en el mantenimiento de una tensión de alimentación constante, reduciendo al mínimo el efecto de los cambios de las capacitancias internas, mediante la conexión del transistor a puntos sobre el circuito sintonizado de tan baja impedancia como sea posible y haciendo a los osciladores de frecuencia fija independientes de los parámetros del transistor, mediante la inserción de reactancias de compensación adecuadas como elementos de estabilización. Este último recurso es, naturalmente inadecuado para los osciladores de frecuencia variable, debido a la dependencia de la frecuencia de tales elementos de estabilización. Con respecto a la estabilización de amplitud, el oscilador sinusoidal simple a transistor puede ser tratado como un amplificador de potencia inestable, en el supuesto de que las oscilaciones se inician en la región lineal de operación del transistor, es decir, con el diodo emisor-base conduciendo y el diodo colector-base no conduciendo (o polarizados directa e indirectamente, respectivamente). Cuando la amplitud de la oscilación aumenta, una no-linealidad en las características del transistor puede determinar que la ganancia de potencia caiga lo suficiente para estabilizar la amplitud. En otras palabras, mientras la amplitud de la señal es pequeña, la operación del transistor es bastante lineal; las excursiones instantáneas del punto de operación quedan restringidas a un rango sobre el cual el circuito, como un todo, exhibe una resistencia dinámica negativa o una impedancia con una parte real negativa y, de este modo, el elemento activo (el transistor) suministra potencia continuamente a los elementos pasivos, sosteniendo esta acción oscilatoria regenerativa a través de un circuito de realimentación con las características de fase y amplitud requeridas. Esto representa un estado de equilibrio donde el transistor repone las pérdidas de potencial del circuito, o el circuito resonante alcanza una condición precisa de amortiguación determinada por el Q. De otro modo, cuando la amplitud continúa aumentando en la parte lineal, la expansión de la señal determinará eventualmente el corte por sobreexcitación del amplificador y la inversión de polaridad del diodo colector-base, lo cual hace que conduzca, cortocircuitando efectivamente el circuito resonante o bien la inversión de polaridad del diodo emisor-base, interrumpiéndolo y determinando un pulso de ten-

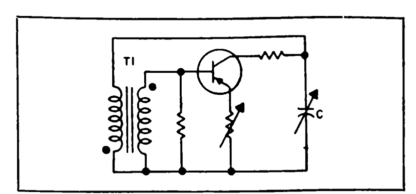


Figura 14-11. Típico oscilador transistorizado de audio realimentado y su circuito equivalente para C.A.

sión a través de las inductancias. Ambos efectos determinan una forma de onda relativamente pobre, lo cual puede compensarse mediante la inserción de resistencias en serie con el colector o en paralelo con el arrollamiento emisor-base, como se muestra en el circuito equivalente de alterna de un oscilador de realimentación típico con transistor de juntura de la figura 14-11. La inserción de un resistor variable en el emisor permite el control de la amplitud.

Osciladores típicos con transistores de juntura

En la figura 14-12 se presenta un oscilador de audiofrecuencia del tipo *Armstrong* con transistor de juntura. El transformador T, con una relación reductora para adaptar las impedancias y con los polos indicados para realimentación positiva, acopla inductivamente la salida a la entrada. El capacitor variable sintoniza el arrollamiento del colector, aunque puede sintonizarse el arrollamiento del circuito de entrada. El capacitor de acoplamiento de base impide que el arrollamiento secundario cortocircuite la tensión continua de la entrada del transistor y debe ser suficientemente grande para evitar la sintonía con el arrollamiento del transformador relacionado con la base. En lugar de la salida de alta impedancia acoplada a capacitancia que se muestra, se la puede tomar también de un tercer arrollamiento para la adaptación correcta de impedancias con la carga. Es necesario un ajuste muy preciso de la corriente del emisor mediante un resistor en serie con éste, o bien, se necesita el resistor de base R_B para una buena onda sinusoidal. Si V_{BE} o R_B es demasiado baja puede ocurrir el recortado de los picos y, en casos extremos, el circuito puede producir pulsos. Una disposición de base común o a masa será lo mismo, excepto que las tensiones de colector y emisor requieren baterías separadas o deberán tomarse de derivaciones sobre un divisor de tensión con el centro a masa, en paralelo con la fuente de alimentación.

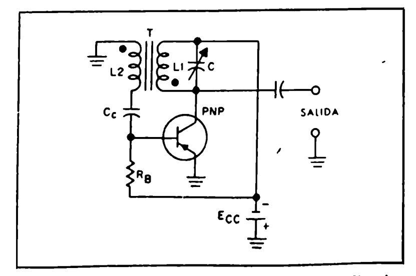


Figura 14-12. Oscilador transistorizado de audio tipo Armstrong

La figura 14-13 ilustra las versiones con transistor de juntura del oscilador Hartley de audiofrecuencia. En ambas partes de la figura, los circuitos están autopolarizados por R_B y la alimentación de baterías desacoplada mediante el reactor de radiofrecuencia. C_c y C_B bloquean completamente las corrientes de polarización respecto del tanque en la disposición con emisor a masa, haciéndolo alimentado en paralelo; sin embargo, en la configuración de base a masa, la corriente de polarización pasa a través de la parte inferior del arrollamiento convirtiéndolo en uno ali-

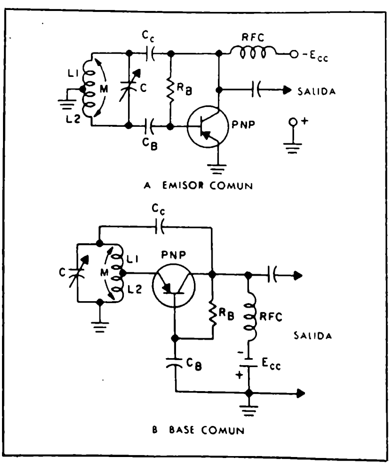


Figura 14-13. Osciladores de RF Hartley con emisor común y con base común

mentado en serie. La realimentación se efectúa a través de la acción de autotransformador de la bobina del tanque, común a los circuitos de entrada y salida. La inserción de una entrada en el caso del circuito con base a masa, parcialmente dentro del circuito L-C en paralelo (parte A de la figura 14-14), mejora la amplificación de corriente de la corriente que circula en el tanque. La conexión de entrada de la base, como se indica en B de la figura, al extremo opuesto (de la salida) del circuito tanque LC en paralelo con respecto a la derivación de emisor a masa, proporciona la inversión de fase necesaria para la realimentación positiva. Obsérvese que en cada caso, la operación eléctrica es la misma.

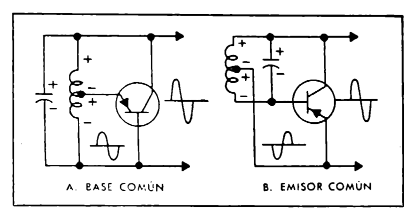


Figura 14-14. Oscilador Hartley con base común y con emisor común; circuitos equivalentes para la C.A.

El circuito de la figura 14-15 es igual que el de la parte A de la figura 14-13 excepto en la disposición de la polarización, siendo el punto de operación de continua establecido por las corrientes de polarización de la base en R1, R2 y R_E y la tensión de alimentación de colector E_C. El pasaje de la corriente de polarización de colector a través de L1 hace que sea alimentado en serie. Parte de la tensión alterna de salida a través de L2 se reinyecta por C_c. La frecuencia de salida es siempre

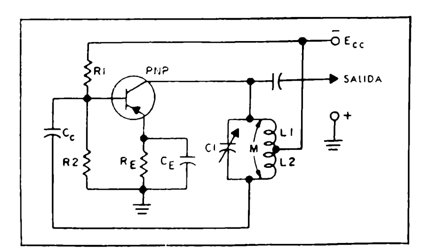


Figura 14-15. Oscilador de RF Hartley de emisor común con disposición de polarización distinta

más baja que la del tanque resonante aislado debido a la variación en el valor efectivo de inductancia determinada por la derivación de la bobina.

La parte A de la figura 14-16 es un diagrama de un oscilador de radiofrecuencia del tipo *Colpitts* con transistor de juntura. El acoplamiento a capacitor divisor, con la relación de capacitancia ajustada para una amplitud de realimentación correcta, exige un arrastre preciso para una sintonía exacta, pero ello posibilita el empleo de un transformador sin derivación central, un bobinado para la L determinante de la frecuencia del tanque, y el otro como acoplamiento de la salida. La sustitución del primario en esta disposición, por el circuito resonante serie que se muestra en B de la figura, convierte el Colpitts en un oscilador del tipo *Clapp,* lo que permite que C1 y C2 sean fijos y de gran valor, aunque C2 no debe ser tan grande como para impedir la corriente de realimentación del emisor requerida. El capacitor del circuito resonante, C, puede ser variable (o ajustable) y de pequeño valor. La frecuencia de oscilación está ligeramente por encima del producto LC (la pequeña inductancia de la red de la combinación L-C en serie, resonando con la gran capacitancia en paralelo C_T) con la ventaja que la impedancia total del tanque, que es pequeña debido a la gran C_T, reduce el efecto de la capacitancia de salida del transistor en la frecuencia de resonancia, lo que permite que el

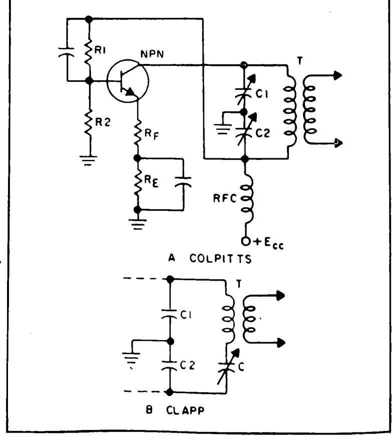


Figura 14-16. Osciladores de RF tipo Colpitts y Clapp

circuito sea sintonizable únicamente mediante la variación de un pequeño capacitor.

Del análisis precedente se desprende que un oscilador sinusoidal a transistor es, esencialmente, un amplificador inestable de potencia con un circuito selectivo de frecuencia de control de la inestabilidad. El circuito resonante paralelo está cortocircuitado por la impedancia de salida del transistor, la impedancia de entrada transformada y la impedancia de carga del oscilador, acoplada inductiva o capacitivamente al circuito tanque. La principal diferencia entre los osciladores a válvula y sus versiones con transistor, radica en el efecto de carga de la resistencia de entrada del transistor que cortocircuita la bobina del tanque. El Q del circuito atañe al circuito tanque cargado y debe ser alto para una buena estabilidad de frecuencia.

Aunque no se los considerará, los transistores de contacto puntual hacen posible una variedad de circuitos osciladores simples, porque con resistencias externas adecuadas pueden producir una gran resistencia estática negativa; sin embargo, su principal desventaja es la carga, que reduce el Q del sistema y disminuye la estabilidad de frecuencia. Al comienzo se utilizaron los transistores de contacto puntual más que los de juntura, como osciladores de RF, a causa de su elevado límite de frecuencia superior, pero el transistor de barrera superficial desarrollado por Philco, con frecuencias de corte alfa típicas por encima de los 50 Mc/s y la subsiguiente extensión de la respuesta de frecuencia de otros transistores de juntura, ha hecho que se prefiera su utilización.

14-6 TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN

Los procesos fundamentales de modulación y detección se parecen en que se opera un dispositivo electrónico de manera tal que su espectro de frecuencia de salida difiere del de entrada, pero es controlado por éste. Ambos procesos requieren el empleo de un elemento no lineal, es decir, un elemento cuya característica corriente-tensión exhiba una curvatura gradual, u ofrezca una impedancia no lineal cuando se le aplica una tensión compuesta de una o más frecuencias, de modo que se traduzcan en la producción de nuevas frecuencias. Las corrientes indeseadas pueden eliminarse mediante filtros y las frecuencias deseadas se seleccionan mediante circuitos sintonizados. Los dispositivos semiconductores, así como las válvulas de vacío, exhiben varias características no lineales que se utilizan para obtener la relación salida-entrada deseada. La magnitud de no-linealidad que ellos exhiben depende de la frecuencia en muy marcada medida. Un diodo semiconductor, o una juntura emisor-base de un transistor, puede servir como el elemento no lineal.

Moduladores transistorizados

La modulación, en general, es el proceso mediante el cual se modifica la amplitud, fase o frecuencia de una portadora, en concordancia con las características de una señal.

La modulación como se emplea aquí, significa modulación de amplitud, es decir, el proceso mediante el cual la amplitud de una portadora se varía de acuerdo con las características de una señal.

En realidad, la modulación es un proceso de heterodinación cuya forma de onda modulada resultante contiene la portadora original, la frecuencia de modulación y sus frecuencias suma y diferencia (las bandas laterales). Puesto que la componente de portadora permanece sin cambios, la onda modulada contiene evidentemente más potencia que antes, y la inteligencia reside en las bandas laterales. Cada componente separada de banda lateral tiene una amplitud relativa a la de portadora de $m/2$ (o potencia relativa de $m^2/4$), y la potencia de la portadora no se aprovecha. Puesto que la portadora no provee inteligencia, es posible la modulación con portadora suprimida. El sistema de banda lateral única, que elimina además una banda lateral, reduce el espectro de transmisión requerido a la mitad, mientras que todavía conserva la inteligencia. El sistema de banda lateral vestigial, que utiliza la portadora y una banda lateral tiene un espectro más angosto, pero menor rendimiento de transmisión.

Modulación no lineal (Ley Cuadrática)

La modulación no lineal base-emisor incluye la *inyección en la patita-base* en serie o en paralelo con la entrada de portadora y la inyección *en patita separada* o *patita emisora.* En las secciones A y B de la figura 14-17 las tensiones de portadora y de modulación se alimentan a la base de una etapa de emisor a masa. C1, del circuito capacitivo de alimentación, debe ser suficientemente grande, de manera que su reactancia sea suficientemente baja a la frecuencia de la portadora para hacer de capacitor de paso del resistor de polarización de base, R1, pero no demasiado grande como para derivar las frecuencias más altas de modulación. Los capacitores C2, C3 y C4 deben ser muy grandes para que ofrezcan baja reactancia a la frecuencia de modulación más baja. En B de la figura el capacitor en el secundario del transformador de entrada

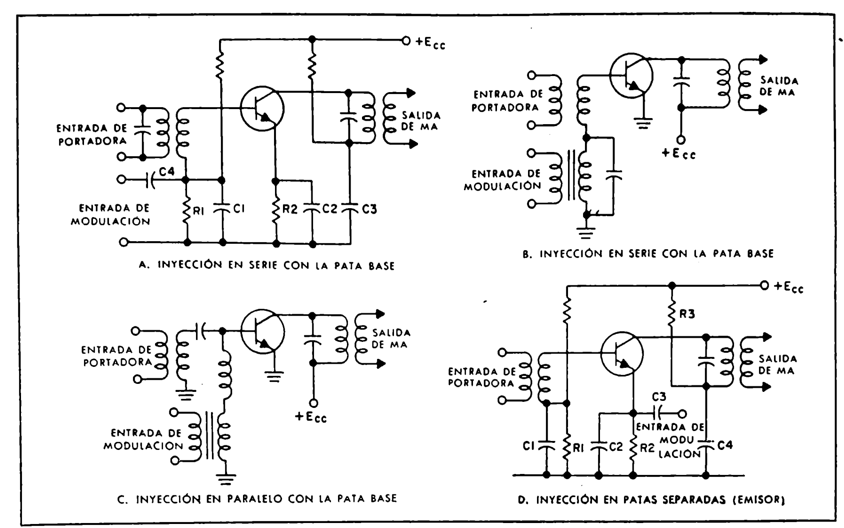


Figura 14-17. Moduladores simples con inyección con base o emisor

de modulación evita que el arrollamiento de baja impendancia derive la entrada del transistor. La sección C de la figura muestra la inyección en paralelo en la patita base. La inyección en patita separada, o patita emisora se describe en la sección D. C2 es pequeño puesto que únicamente es un paso de RF. C1, C3 y C4 deben ser suficientemente grandes para ofrecer poca reactancia a la frecuencia de modulación más baja.

La remoción de C3 y el reemplazo de R3 por un transformador de entrada de modulación de audio en la parte D de la figura 14-17, altera el circuito para la inyección en colector. Otras modificaciones necesarias incluyen que C2 se haga lo suficientemente grande para ofrecer poca reactancia a la señal de modulación y que C4, que sirve únicamente como paso de RF, se haga pequeño.

Moduladores balanceados

La figura 14-18 representa un *modulador balanceado* generalizado que utiliza un par de transistores iguales. Inyectando la portadora en A y la modulación en B, proporciona una salida en D, de la cual están ausentes las armónicas pares de la frecuencia de la portadora. Este circuito es adecuado para su adaptación como triplicador de frecuencias puesto que la separación más espaciada de las armónicas facilita su supresión (especialmente las inferiores, normalmente más potentes), al mismo tiempo que proporciona un Q suficientemente bajo para el paso de las bandas laterales. La conmutación de las entradas A y B elimina la portadora en la salida D, haciendo esta distribución adecuada para suprimir la modulación de portadora. Además, la ausencia de armónicas pares reduce la distorsión para una amplitud de modulación dada. La inserción de la portadora en A y la modulación en B proporciona una salida en C que no contiene armónicas

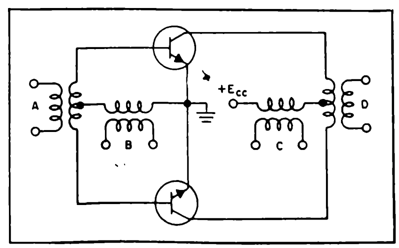


Figura 14-18. Modulador balanceado generalizado

impares de la frecuencia de la portadora, haciendo que este esquema sea útil para doblar o cuadruplicar frecuencias. También son posibles otras disposiciones diversas. Cualquier desigualdad del par NPN significará, naturalmente, un desequilibrio de la operación, con la consiguiente distorsión armónica. Para las distintas disposiciones también puede utilizarse un par complementario NPN-PNP, pero el equilibrio puede ser crítico.

Modulación de señal de gran amplitud o lineal en colector

Si la señal de RF es más grande que la polarización del emisor, resultará una rectificación parcial. Para la modulación en base o emisor, la distorsión de la salida modulada puede aumentar apreciablemente debido al desplazamiento resultante del punto de operación. Sin embargo, la modulación en el circuito del colector permite la operación satisfactoria aun bajo esta condición de señal en RF grande. La figura 14-19 delínea un circuito práctico. C1 es pequeño puesto que es un paso de RF. No hay polarización de reposo del emisor. Cuando la amplitud de la portadora de entrada es suficientemente grande, el diodo emisor-base rectifica produciendo una polarización continua del emisor, con la consecuente corriente continua de colector, lo cual, cuando aumenta la tensión de colector, aumenta ligeramente, siendo lineal hasta varios cientos de micro-ampere para corrientes de colector inicialmente pequeñas. Una desventaja de la modulación en colector es la mayor potencia de modulación requerida.

Oscilador de amplitud modulada

Si son tolerables efectos leves de mdulación de frecuencia, puede modularse el oscilador en sí mismo, con mayor economía de componentes y de

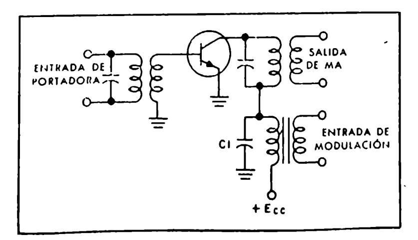


Figura 14-19. Modulador de colector o lineal para señales de gran amplitud

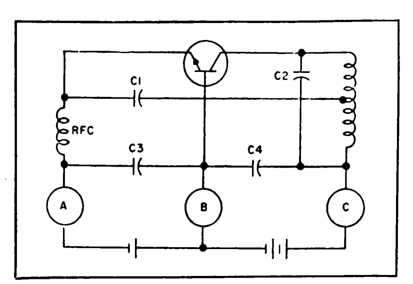


Figura 14-20. Oscilador de amplitud modulada en forma generalizada

potencia de alimentación. La figura 14-20 representa un oscilador tal de amplitud modulada en forma generalizada, mostrando los puntos posibles de inyección de la señal de modulación A, B y C. C1 es el capacitor de realimentación, C2 es el capacitor del circuito-tanque y C3 y C4 son capacitores de paso de RF. Por ejemplo, si la modulación se alimenta en el circuito emisor en A, C3 es un paso de RF, mientras que C4 es suficientemente grande como para permitir el paso de las frecuencias de RF y las más bajas de modulación. La modulación de amplitud se efectúa por la variación de la corriente de polarización del emisor. El diodo emisor-base está polarizado directamente de modo que está conduciendo y V_{EB} es, en consecuencia, normalmente baja, dependiendo de la corriente de continua del emisor. Si la suma de la tensión instantánea de la señal de modulación y de la tensión de realimentación de RF es suficientemente grande, el diodo emisor se bloquea durante parte de las alternancias negativas. En consecuencia, existe un leve incremento de la corriente de polarización del emisor, debido a la acción de rectificación del diodo. Puesto que C4, la capacitancia de paso, es grande, la tensión de polarización del colector es virtualmente constante. Exactamente como en el amplificador modulado en amplitud donde la señal de RF es grande, se introduce distorsión en la salida modulada, pero se la puede reducir disminuyendo el factor de realimentación. La elección del punto de polarización depende de los requerimientos de frecuencia y estabilidad del oscilador. Sin embargo, el desmejoramiento de la estabilidad de frecuencia hace que el oscilador de amplitud modulada sea útil únicamente cuando dicha estabilidad no es esencial.

Detectores transistorizados

La *detección* es el proceso de separación de la inteligencia de la portadora de alta frecuencia. El receptor superheterodino, preferido casi universalmente en razón de sus calidades de selectividad, sensibilidad y estabilidad, mejores en todo aspecto, utiliza un sistema de doble detección. La inteligencia en entrada superpuesta a la portadora, después que ha sido amplificada en lo posible en el amplificador de RF, es entonces *heterodinada*, es decir, mezclada con una frecuencia sinusoidal, más alta o más baja, del oscilador local, en un circuito no lineal donde se genera una nueva frecuencia diferencia (*intermedia*) constante, más baja, que también contiene las bandas laterales de la modulación original. Los amplificadores de FI de sintonía fija seleccionan esta nueva portadora de FI (frecuencia diferencia) de entre las dos frecuencias originales, se suma y varias armónicas que también están presentes. Si el circuito del oscilador local sirve en sí mismo también como mezclador, el circuito es un *conversor*, y la portadora de entrada modula al oscilador local. Luego, la inteligencia original se sustrae de la portadora amplificadora de FI. Esta (*segunda*) detección se efectúa introduciendo la señal modulada en un circuito no lineal eliminando por filtrado las componentes de la portadora de alta frecuencia y permitiendo el paso de la inteligencia de audio de baja frecuencia. La señal detectada se amplifica entonces en un amplificador de AF y se alimenta el parlante o auriculares para reproducir el sonido original. Obsérvese que ambos procesos (heterodinación y detección) involucran, a semejanza de la modulación, la generación de nuevas frecuencias.

Mezcladores y conversores

La *primera detección* o *mezcla* es el proceso mediante el cual se transforma una banda de frecuencias centrada alrededor de una en particular, en otra banda relacionada centrada alrededor de otra frecuencia. Como ha quedado recién establecido, propiedades electrónicas no lineales son esenciales para la producción de nuevas frecuencias por la combinación de dos frecuencias diferentes. En la sección A de la figura 14-21 se muestran un mezclador y oscilador local separados. Las tensiones de RF y del oscilador local se inyectan a la base. La última puede también acoplarse a los circuitos de emisor o colector. El circuito tanque, resonante en la FI y conectado al circuito del colector, forma la impedancia de carga. Si el mismo transistor cumple las dos funciones, de mezclador y de oscilador local, la oscilación local se genera por reali-

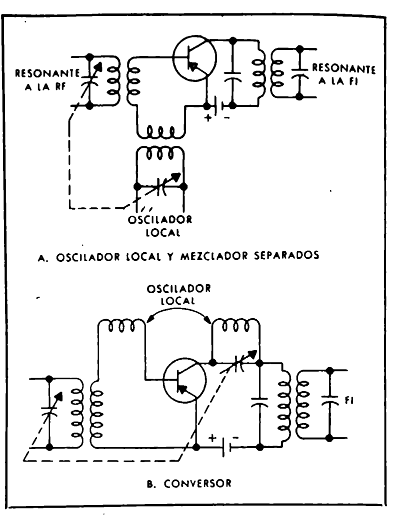


Figura 14-21. Conversores de frecuencia transistorizados

mentación inductiva entre colector y base, como se ve en la sección B de la figura, o entre colector y emisor. En ambos casos, la RF se inyecta a la base y la FI se toma a través del circuito tanque de colector. Aunque la conversión de frecuencias resulta de la característica no lineal del mezclador, esta linealidad afecta únicamente al oscilador local. Las tensiones de RF y FI son normalmente de una amplitud tan pequeña, relativamente, que la relación entre ellas y sus corrientes correspondientes es virtualmente lineal. El oscilador local debe reunir varios requerimientos específicos, especialmente: potencia adecuada para eficiente operación del conversor, puesto que el oscilador alimenta a un transistor cuya impedancia de entrada es bastante baja y presenta una carga apreciable; oscilación de amplitud bastante uniforme sobre el rango de frecuencias, de manera que la salida del conversor sea esencialmente independiente de la frecuencia de la señal; y estabilidad de amplitud con variaciones de la tensión de la batería y de la temperatura ambiente.

Segundos detectores

La segunda detección se efectúa por rectificación de la portadora modulada y eliminación por fil-

trado de la FI proyectándose así una reproducción bastante fiel de la modulación de audio en el transmisor. Aunque los diodos semiconductores y transistores realizan ambos la detección cuadrática de la modulación de amplitud en niveles de pequeña señal, la detección a transistor brinda varias ventajas, a saber: el cambio de detección cuadrática a detección lineal se traduce en un nivel de potencia escasamente más bajo; hay una ganancia de potencia apreciable resultante de la amplificación accesoria, de modo que, en forma semejante al detector por placa a válvula, también sirve como un primer amplificador de audio; y, consecuentemente, esta potencia queda disponible convenientemente para el control automático de volumen de los amplificadores de RF y/o FI a transistor. La parte A de la figura 14-22 muestra la fuente de baja impedancia más común con diodo detector, mientras que en B se ilustra un triodo detector a transistor con emisor a masa. Si la portadora modulada de entrada es de gran amplitud, el diodo o la juntura emisor-base del transistor actúa como un rectificador, proveyendo una serie de semiciclos sinusoidales modulados. Para un buen rendimiento de la rectificación, el punto de operación debe estar sobre la porción no lineal de la curva característica dinámica del diodo. El transistor debe tener una elevada frecuencia de corte en relación con la frecuencia de la portadora; en caso contrario, a causa de los efectos de la acumulación de lagunas, su diodo emisor-base no exhibe una curva aguda y, en consecuencia, tiene una pobre relación de resistencia directa a inversa. En ambos circuitos el capacitor de paso tiende a eliminar por filtrado las componentes de frecuencias elevadas y a retener una carga correspondiente a la amplitud momentánea de la modulación. La constante de tiempo R-C, incluyendo los efectos de la carga, debe ser elevada para eliminar efectivamente por filtrado las componentes de frecuencias elevadas pero, al mismo tiempo, lo suficientemente corta para que las variaciones más rápidas de la envolvente de modulación sean reproducidas fielmente. La red de polarización se elige para polarizar el transistor cerca del corte, de modo que la rectificación ocurra cuando se aplique RF o FI a su entrada. La detección es no lineal si las señales de entrada son muy pequeñas, pero la distorsión puede ser alta. Para detección lineal el amplificador de FI debe estar a un nivel de tensión e impedancia relativamente alto. Para un rendimiento razonable se debe utilizar un transformador de audio con un capacitor de peso de FI para transformar la señal de la etapa a un nivel de salida más elevado. Para evitar que el pico de la señal de entrada determine la saturación por corriente excesiva, o cercenamientos, la tensión de alimentación debe ser alta y o la resistencia de carga debe ser pequeña. También puede utilizarse acoplamiento a R-C.

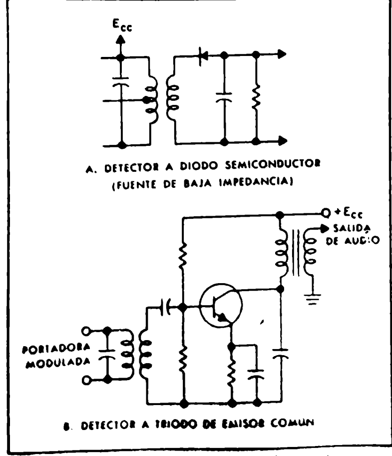


Figura 14-22. Detectores transistorizados

Control automático de ganancia

El sistema de control automático de ganancia registra eléctricamente la ganancia total de señal del receptor de radio, de manera de mantener un nivel constante de potencia de audio de salida, mediante la compensación de las variaciones del nivel de intensidad de campo de la onda portadora causadas, ya sea por diferencias de distancia o de potencia transmitida por distintas estaciones, o bien por las condiciones de propagación (desvanecimiento-fading) de las señales.

Las propiedades de impedancia y de ganancia de los transistores están sujetas a variaciones con las corrientes y tensiones de polarización. La reducción de la corriente de emisor reduce la ganancia de corriente y altera la adaptación de impedancias, puesto que tanto h_{fe} como h_{ie} varían radicalmente determinando por lo tanto un cambio mensurable de la ganancia de potencia. De este modo, un sistema de C.A.G., un método de control interno del triodo, sustrae una porción de la señal cerca del amplificador de salida, la rectifica y la filtra (las constantes de tiempo del filtro son suficientemente

Detectores transistorizados

La *detección* es el proceso de separación de la inteligencia de la portadora de alta frecuencia. El receptor superheterodino, preferido casi universalmente en razón de sus calidades de selectividad, sensibilidad y estabilidad, mejores en todo aspecto, utiliza un sistema de doble detección. La inteligencia en entrada superpuesta a la portadora, después que ha sido amplificada en lo posible en el amplificador de RF, es entonces *heterodinada*, es decir, mezclada con una frecuencia sinusoidal, más alta o más baja, del oscilador local, en un circuito no lineal donde se genera una nueva frecuencia diferencia (*intermedia*) constante, más baja, que también contiene las bandas laterales de la modulación original. Los amplificadores de FI de sintonía fija seleccionan esta nueva portadora de FI (frecuencia diferencia) de entre las dos frecuencias originales, se suma y varias armónicas que también están presentes. Si el circuito del oscilador local sirve en sí mismo también como mezclador, el circuito es un *conversor*, y la portadora de entrada modula al oscilador local. Luego, la inteligencia original se sustrae de la portadora amplificadora de FI. Esta (*segunda*) detección se efectúa introduciendo la señal modulada en un circuito no lineal eliminando por filtrado las componentes de la portadora de alta frecuencia y permitiendo el paso de la inteligencia de audio de baja frecuencia. La señal detectada se amplifica entonces en un amplificador de AF y se alimenta el parlante o auriculares para reproducir el sonido original. Obsérvese que ambos procesos (heterodinación y detección) involucran, a semejanza de la modulación, la generación de nuevas frecuencias.

Mezcladores y conversores

La *primera detección* o *mezcla* es el proceso mediante el cual se transforma una banda de frecuencias centrada alrededor de una en particular, en otra banda relacionada centrada alrededor de otra frecuencia. Como ha quedado recién establecido, propiedades electrónicas no lineales son esenciales para la producción de nuevas frecuencias por la combinación de dos frecuencias diferentes. En la sección A de la figura 14-21 se muestran un mezclador y oscilador local separados. Las tensiones de RF y del oscilador local se inyectan a la base. La última puede también acoplarse a los circuitos de emisor o colector. El circuito tanque, resonante en la FI y conectado al circuito del colector, forma la impedancia de carga. Si el mismo transistor cumple las dos funciones, de mezclador y de oscilador local, la oscilación local se genera por realimentación inductiva entre colector y base, como se ve en la sección B de la figura, o entre colector y emisor. En ambos casos, la RF se inyecta a la base y la FI se toma a través del circuito tanque de colector. Aunque la conversión de frecuencias resulta de la característica no lineal del mezclador, esta linealidad afecta únicamente al oscilador local. Las tensiones de RF y FI son normalmente de una amplitud tan pequeña, relativamente, que la relación entre ellas y sus corrientes correspondientes es virtualmente lineal. El oscilador local debe reunir varios requerimientos específicos, especialmente: potencia adecuada para eficiente operación del conversor, puesto que el oscilador alimenta a un transistor cuya impedancia de entrada es bastante baja y presenta una carga apreciable; oscilación de amplitud bastante uniforme sobre el rango de frecuencias, de manera que la salida del conversor sea esencialmente independiente de la frecuencia de la señal; y estabilidad de amplitud con variaciones de la tensión de la batería y de la temperatura ambiente.

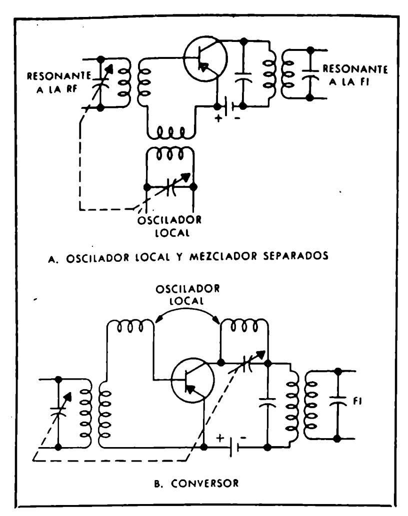


Figura 14-21. Conversores de frecuencia transistorizados

Segundos detectores

La segunda detección se efectúa por rectificación de la portadora modulada y eliminación por fil-

es decir, la relación en decibeles entre la variación de la señal de entrada y la variación correspondiente en la salida.

14-7 RECEPTOR SUPERHETERODINO DE MA TRANSISTORIZADO

Para explotar plenamente las características singulares de los transistores y reducir al mínimo sus desventajas, la transistorización de equipos electrónicos exige nuevas proposiciones y técnicas de diseño. Además de las ventajas de portabilidad, de su reducido peso, pequeño tamaño, e inmunidad a los golpes mecánicos, el transistor es extremadamente económico en el consumo de energía y tiene otras propiedades eléctricas peculiares. Por ejemplo, una cualidad de adaptación de impedancia del transistor faculta la alimentación directa a la bobina móvil del amplificador de audio, eliminándose así el transformador de salida usual, con su tamaño, peso y costo concomitantes. Las desventajas actuales incluyen las limitaciones de la respuesta de frecuencia, las capacidades de manejo de potencia y el rango de temperatura ambiente así como el drenaje de potencia de la fuente de señal. La transistorización de receptores portátiles de radiodifusión de MA aprovecha todas las ventajas del transistor, mientras supera sus limitaciones. Aunque el diagrama en bloques de un radiorreceptor superheterodino a transistores será el mismo que el del receptor a válvulas de vacío, el diseño fundamental de los bloques individuales y sus relaciones son un poco diferentes. Comenzando en el segundo detector, que puede considerarse el centro funcional del receptor superheterodino, cabe hacer notar ciertas diferencias de diseño. La detección a transistor es a menudo preferible a la detección por diodo, por varias razones, pero principalmente porque ello proporciona detección lineal con bajos niveles de potencia. Aunque es cierto que se necesitan más transistores que válvulas para un rendimiento comparable (puesto que su ganancia es menor), en las audiofrecuencias se puede lograr mayor ganancia por etapa a transistor. Ésta es la razón de que mucha de la ganancia posible del sistema se derive de la sección de audio. Por consiguiente, en la sección de RF entre la antena y el segundo detector, se necesita suficiente ganancia selectiva para amplificar exactamente la señal más débil que se prevé operará el receptor, hasta una amplitud suficiente para detectarla linealmente. El diseño de las etapas de audio es directo, siendo su número determinado por el nivel de potencia de salida deseado y el nivel de señal disponible en el segundo detector. A menudo, sigue al detector un preamplificador de bajo ruido, para alimentar la etapa de salida o bien el excitador de una etapa push-pull. Los problemas que se encuentran en las primeras secciones del receptor incluyen la variación del ancho de banda debida a la variación de las impedancias del transistor, y además la tendencia de los amplificadores de FI a oscilar en 455 Kc/s por la realimentación interna suficientemente fuerte en muchos tipos corrientes de transistores existentes, a menos que se los neutralice correctamente. Puesto que los transistores son particularmente ventajosos para receptores portátiles, se los opera con baterías. Los requisitos de tensión para todas las etapas de bajo nivel (de señal) raramente exceden de 3 volt, mientras que para una potencia de salida razonable de las etapas de alto nivel (de potencia), pueden considerarse tensiones en el orden de los 6 volt como un mínimo aconsejable. Cuando el tamaño y el costo son importantes, se puede incorporar un circuito reflejo que pase las audiofrecuencias hacia atrás, a través de las etapas de FI, para reducir el número de etapas de audio.

La figura 14-24 es el diagrama esquemático de un receptor superheterodino de MA totalmente transistorizado y armado en laboratorio, pero no obstante típico. Este receptor de 6 transistores contiene 5 etapas: conversor, amplificador de FI y de audiofrecuencia-detector, que utilizan tipos Philco de barrera superficial de alta frecuencia, y etapas excitadora y de salida de audio push-pull que emplean tipos de juntura, por la demanda de mayor potencia de esta sección. La primera etapa convierte las señales de RF a señales de FI de 455 Kc/s. Le sigue una etapa amplificadora de frecuencia intermedia simple, que eleva el nivel de esta señal y provee una salida para el detector a transistor. La salida de audio del transistor triodo detector se toma del potenciómetro de control de volumen de 10 K, que sirve como resistencia de carga de colector, mientras que el control automático de ganancia de corriente continua se inyecta a través del resistor de 4,7 K. El capacitor de 0.01 µF del circuito de salida del detector es el de paso de RF y el de 2 µF en paralelo con el resistor de realimentación del CAG es un paso de AF.

Las figuras 14-25 y 14-26 son los diagramas esquemáticos y una vista del panel armado, respectivamente, de un radiorreceptor comercial típico totalmente transistorizado. Este receptor de radio portátil Philco transistorizado modelo T-7 es una unidad compacta y liviana, alojada en un gabinete plástico de $7 \times 4\ 1/2 \times 2$ pulgadas. El receptor utiliza un panel de circuito impreso que sirve como chassis. De los siete transistores, cuatro del tipo

largas para evitar que el C.A.G. siga las variaciones instantáneas de la señal) y proporciona la tensión continua proporcional resultante a las

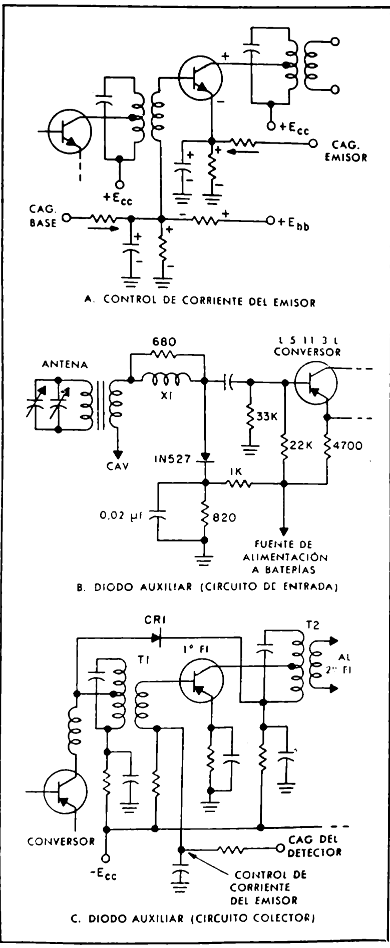


Figura 14-23. Circuitos de control automático de ganancia

redes de polarización (ya sea a las patitas de emisor o de base, como se ilustra en A de la figura 14-23) de una o más de las etapas controladas precedentes, en una dirección tal que se oponga a la corriente interna del emisor, operando de este modo a los transistores más cerca del corte y reduciendo su ganancia. El control directo de la corriente de emisor requiere una apreciable potencia de CAG. Este requerimiento de potencia se reduce mediante la aplicación de la tensión de CAG a la base de una etapa, con emisor a masa, actuando entonces el transistor controlado no solamente como un amplificador de FI, sino también como su propio amplificador de CAG de continua. Para conseguir acción de control, la tensión de CAG debe aplicarse a la base, de modo que su tensión disminuya con el incremento del nivel de portadora. El control de la corriente del emisor es efectivo únicamente mientras dicha corriente es baja (menos de 500 µ). La baja corriente del emisor restringe la capacidad de manejo de señal de la etapa si se debe evitar el cercenamiento de la entrada y la consiguiente distorsión de la envolvente de modulación.

Debido a la corriente de fuga de colector, I_{co} o I_{cEo}, que impide que el transistor esté al corte, su ganancia es controlable únicamente hasta un punto. Además, para evitar la sobrecarga de un amplificador de FI con una gran intensidad de señal, se utiliza a menudo un diodo que cumple la función de CAG auxiliar, como un control variable externo interetapa en derivación. Un diodo de sobrecarga tal, puede incorporarse en el conversor (como se indica en B de la figura 14-23) o a la entrada del amplificador de FI conectado en paralelo, pero con polaridad opuesta, con el diodo emisor-base del transistor, y polarizado normalmente al corte. Cuando un nivel elevado de intensidad de señal produce una tensión de CAG mayor, el incremento de la tensión sobre el diodo de cristal reduce su impedancia incremental, permitiendo mayor conducción. De este modo, el efecto de derivación del diodo tiende a mantener la corriente de señal aplicada dentro del nivel de diseño operativo del transistor controlado y mantener constante, así, su impedancia de entrada.

El diodo puede conectarse también dentro del circuito del primer amplificador de FI, como se ilustra en la sección C de la figura 14-23, de modo que los picos de señales intensas determinen su conducción, cargando así el primario y reduciendo la ganancia de la etapa.

La sensibilidad del sistema de CAG se expresa algunas veces en términos de relación de *dureza*,

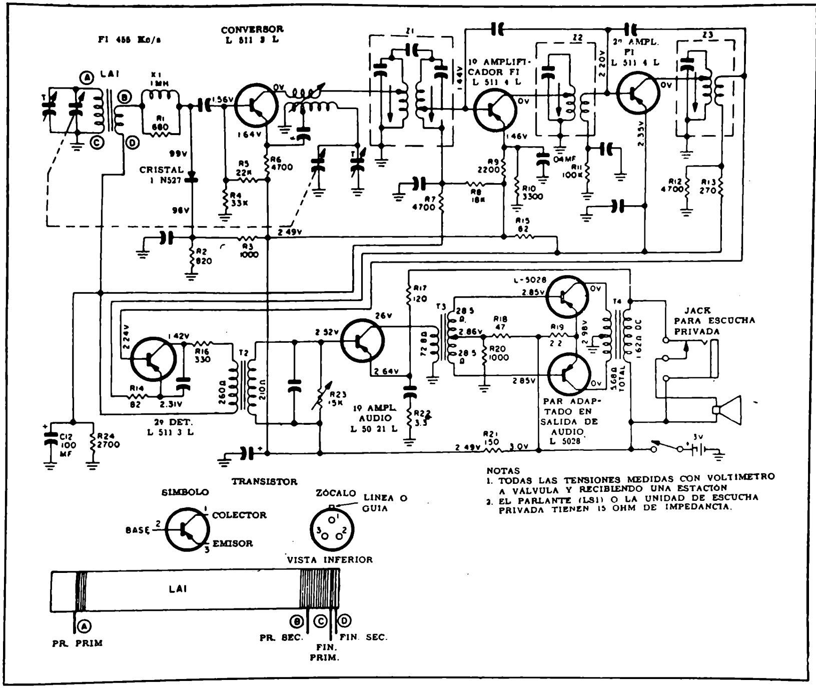


Figura 14-25. Radio portátil Philco modelo T-7, diagrama esquemático

está derivada de la fuente de alimentación a baterías a través del transformador de salida del parlante, con la disposición resistiva divisora de tensión formando un circuito de realimentación para compensación tonal. El parlante es de un tipo especial de un diámetro de 2 y ½ pulgadas, con una impedancia de bobina móvil de 15 ohm. La inserción de la ficha del auricular accesorio dentro de la toma de escucha privada desconecta el parlante.

14-8 RESUMEN

Se ha visto que el transistor amplificador es un dispositivo electrónico activo y polarizado, cuyo criterio fundamental de rendimiento es el de su ganancia de potencia. Aunque sus funciones y clasificaciones (de acuerdo con el rango de frecuencia y el acoplamiento interetapa) son las mismas que las de los amplificadores a válvula de vacío, el hecho de ser dispositivos operados a corriente y tener interdependencia de los circuitos de entrada y salida, hacen más complejo el análisis de su funcionamiento. La configuración de emisor a masa, por su mejor rendimiento de potencia en todo sentido, es la más ampliamente utilizada, y por esta razón fue señalada especialmente para ilustrar el método de análisis del circuito equivalente para pequeña señal, o ecuación lineal, de determinación de las características de rendimiento pertinentes, haciendo hincapié en su capacidad de transferencia de potencia de fuente a carga. Se dirigió la atención en particular a la ganancia del transductor y a la máxima ganancia posible (MGP), como criterios

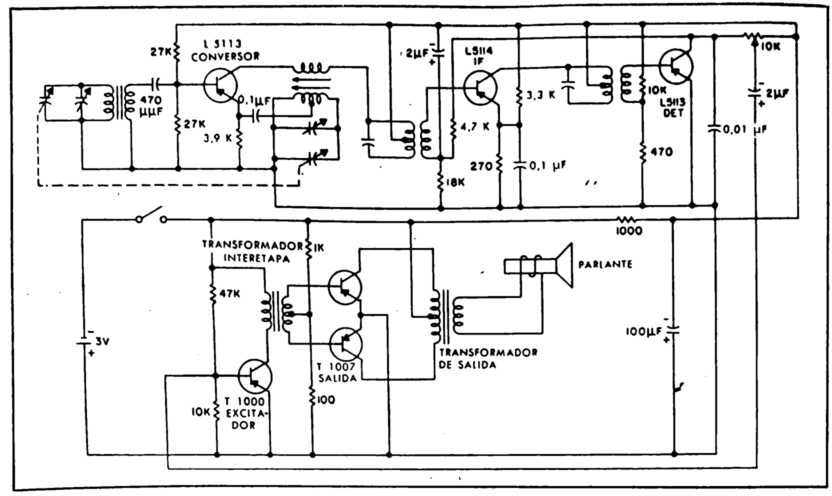


Figura 14-24. Diagrama esquemático de un receptor superheterodino simple transistorizado

de barrera superficial y alta frecuencia se utilizan en el conversor, primera y segunda etapas de amplificación de FI y segundo detector, y los otros tres, incluyendo el primer amplificador de audio y la etapa de salida push-pull clase B, son del tipo de aleación difundida de juntura debido a los requisitos de potencia. Todas son etapas de emisor a masa. La fuente de alimentación consiste en dos baterías D de 1 y ½ volt en serie, con el chassis conectado al terminal negativo para un máximo de 3 volt.

La señal de entrada sobre la antena de ferrite se acopla a la base del conversor autodino cuya salida es la señal de FI de 455 Kc/s. El diodo de cristal 1 N 527, conectado en el circuito de base (entrada), como un dispositivo en paralelo, funciona conjuntamente con el circuito de CAG para limitar la magnitud de la señal inyectada a la base del conversor. Un incremento de la intensidad de señal produce una tensión de CAG mayor, la cual se inyecta, a través del secundario de antena y del reactor de aislación de la antena, X_1, al cristal. El incremento de la tensión en el ánodo del cristal reduce su impedancia permitiendo mayor conducción y derivando así a masa más señal de entrada, de modo que la magnitud de la señal inyectada a la base del conversor se mantiene dentro del nivel operativo de diseño del transistor. La salida de 455 Kc/s del conversor se acopla a transformador a la base del primer amplificador de FI, a la cual se aplica también la tensión de CAG a través del secundario del transformador de FI. La tensión de CAG eleva o reduce efectivamente la tensión de polarización aplicada a la base, compensando así las variaciones del nivel de señal. Los capacitores C7 y C8 son los de neutralización del amplificador de FI. En la segunda etapa detectora, la señal de FI se amplifica y detecta, y entonces se inyecta, a través de un transformador de acoplamiento de audio, a la primera etapa amplificadora de audio. El resistor de carga de 2700 ohm y el capacitor de filtro de 100 μF en una combinación en paralelo, producen la tensión de CAG eliminando por filtrado las audiofrecuencias detectadas. El potenciómetro de 15.000 ohm a través del secundario del transformador de audio, con un capacitor de corte de agudos para compensación de tono en paralelo, es el control manual de volumen. El par de transistores adaptados en la etapa de salida de audio push-pull está alimentado en la base a través del secundario con derivación central del transformador de audiofrecuencia, a fin de proveer las relaciones de fase necesarias. La tensión de polarización del emisor para el primer transistor de audio

(ver fundamentos de transistores). Es quizás muy importante que se mencione una técnica de búsqueda de fallas particular, utilizada a menudo en el mantenimiento de receptores a válvula y que debe evitarse. Como los transistores son muy sensibles a las tensiones de polarización incorrectas, la técnica de cortocircuitar distintos puntos a masa y escuchar en busca de un clic, debe evitarse puesto que los cortocircuitos pueden dañar fácilmente los transistores.

CUESTIONARIO

1. ¿Sobre qué supuestos se basa el método de análisis del circuito equivalente del parámetro híbrido del transistor de pequeña señal?
2. ¿Por qué la ganancia de potencia se emplea como criterio fundamental de rendimiento del transistor amplificador?
3. ¿En qué es superior la configuración de emisor a masa respecto a las otras dos disposiciones de circuito del transistor amplificador?
4. ¿Cuáles son las características de rendimiento pertinentes del circuito amplificador a transistor?
5. Halle el equivalente en db de los valores reales de ganancia de la tabla 14-3 y ubique cada uno de ellos en la figura 14-6.
6. ¿Cómo se definen las impedancias de entrada y salida de un circuito amplificador transistorizado?
7. ¿Cuál es la ganancia real de potencia de un circuito amplificador a transistor?
8. Defina la *ganancia de transductor* y establezca la utilidad de este criterio para transistores.
9. Defina la *máxima ganancia posible* y explique la utilidad de este criterio como un *número de mérito* del transistor.
10. ¿Cuál es la doble función del acoplamiento interetapa y cuáles son sus efectos sobre la operación en alterna?
11. ¿Cuáles son los dos factores más importantes de limitación de las altas frecuencias del amplificador a transistor?
12. ¿Cuál es la condición más importante relativa a la ubicación del control manual de ganancia de un amplificador a transistor?
13. ¿Cuál es el objeto de las inductancias con derivación en el primario y/o secundario de los amplificadores sintonizados de RF a transistor?
14. Explique porqué es necesario un elemento no lineal para limitar la amplitud de la salida del oscilador sinusoidal y cómo se efectúa esto en el transistor.
15. ¿Cuál es la causa más seria de la inestabilidad del oscilador sinusoidal a transistor?
16. ¿Cuáles son las técnicas de estabilización de frecuencia utilizadas?
17. ¿Cuál es la diferencia más importante entre los osciladores a válvula y sus versiones transistorizadas?
18. ¿Cuáles son los requisitos esenciales para el oscilador local a transistor?
19. ¿Cuáles son las ventajas de la detección a transistor sobre la detección por diodo semiconductor?
20. ¿Qué características del transistor lo hacen adaptable para el sistema de CAG?
21. ¿Por qué se utiliza a menudo un sistema externo de CAG auxiliar con los transistores?
22. Explique porqué todo lo que sea posible de la ganancia del sistema se diseña para que radique en la sección de audio del receptor superheterodino a transistores, y no en la sección de RF, como en los receptores a válvulas de vacío.
23. ¿Qué es el *receptor* reflejo?
24. Confeccione una lista con las características de rendimiento más aconsejables y las particularidades del receptor de radio superheterodino a transistor.
25. ¿Cómo encuadra en esta lista el receptor de radio portátil Philco transistorizado, modelo T-7?

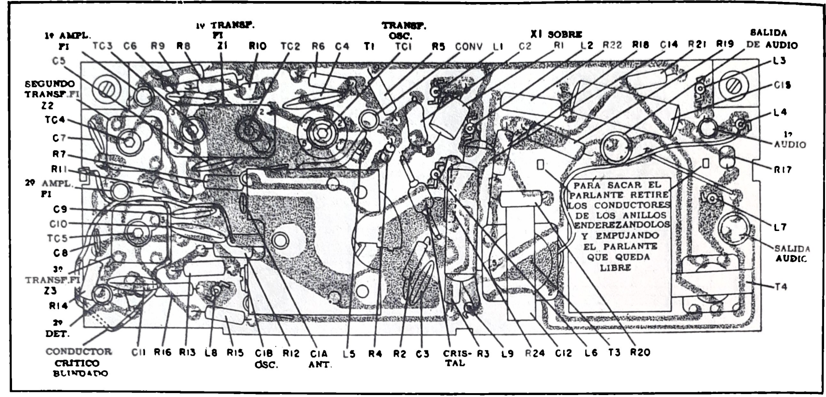


Figura 14-26. Radio portátil Philco, modelo T-7. Vista del panel armado

útiles de rendimiento. Además, el proceso de análisis etapa por etapa de un amplificador en cascada se explicó incluyendo la delineación de un método para determinación de la característica de respuesta de frecuencia. En cuanto a los métodos de acoplamiento, únicamente el acomplamiento a transformador puede proporcionar adaptación de impedancias, aunque para el acoplamiento de R-C la aspiración es la de efectuar una adaptación tan estrecha como sea posible, compatible con la estabilidad del amplificador y otras especificaciones, entre las impedancias de fuente y de carga, o de entrada y salida del transistor, respectivamente, para la mayor transferencia de potencia. La inserción de un control manual de ganancia requiere especial cuidado de manera de no desplazar el punto de operación del transistor en razón de la dependencia de sus características de ganancia e impedancia sobre dicho punto de trabajo. En forma semejante, los circuitos sintonizados interetapas de los amplificadores de RF a transistor demandan especial atención a fin de reunir los requisitos de selectividad, bajas pérdidas de transferencia de potencia y reducida sensibilidad a las variaciones de las impedancias de entrada y salida durante su sintonía. Las inductancias con derivación en el primario y/o secundario son el método más común de aumentar el Q efectivo para la selectividad adecuada o para mejorar el rendimiento de transferencia de potencia y también reducir la sensibilidad a la variación de impedancias. Mientras que el conexionado y funcionamiento de los osciladores a transistor es similar al de sus predecesores a válvula, ellos son, sin embargo, más propensos a la inestabilidad a causa de la variación de la capacitancia del colector con los potenciales de operación y porque su susceptibilidad a la carga y al desplazamiento del punto de operación se debe al efecto de la temperatura sobre la corriente de escape de colector. Como moduladores de baja potencia, los transistores son tan útiles como las válvulas, excepto que la mayor inestabilidad inherente restringe su utilización en osciladores de amplitud modulada.

El transistor detector, semejante al triodo detector por placa a válvula, tiene varias ventajas sobre su correspondiente diodo semiconductor equivalente. Peculiar al sistema de CAG a transistor es la necesidad frecuente de CAG externo auxiliar debido a su limitada controlabilidad de ganancia y para evitar la sobrecarga del amplificador de FI. El receptor superheterodino a transistores tiene, a la vez que una portabilidad sugestiva, el mismo diagrama en bloques que la versión a válvulas, pero la inspección descubre que, además de algunas de las diferencias de circuito mencionadas, la mayor función de amplificación reside en la sección de audio. Además, la economía de costo y tamaño practicable a menudo hacen el empleo del circuito reflejo. Aunque las ventajas del transistor incluyen larga vida y seguridad cuando se lo compara con equipos a válvula donde el 90 % de las fallas se debe a las mismas, para los transistores y circuitos impresos deben observarse ciertas precauciones de prueba y técnicas de mantenimiento

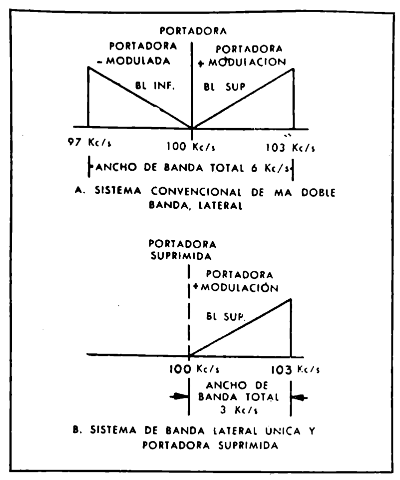


Figura 15-1.—Comparación de la utilización del espectro de frecuencias por la MA, DBL y BLU

15-2 CONSIDERACIONES SOBRE BANDA LATERAL ÚNICA

En la figura 15-1, se presenta una representación gráfica para la comparación de los cubrimientos del espectro de frecuencias de la doble banda lateral (DBL) y de la banda lateral única (BLU). Suponiendo una frecuencia de portadora de 100 Kc/s y una información de modulación (voz) de 100 a 3000 c/s, el ancho de banda total del sistema de MA doble banda lateral es de 6000 ciclos, o el doble de la frecuencia de modulación más elevada. Con la misma portadora y señal de modulación, el ancho de banda en un sistema de BLU es solamente de 3000 c/s. Puesto que la portadora no contiene ninguna inteligencia de modulación, se la suprime en el transmisor con anterioridad a la transmisión de la señal. Con el método de transmisión monobanda lateral, es posible aumentar el número de canales al doble de los utilizados con los sistemas convencionales de modulación de amplitud. Para hacer uso de este canal adicional, pueden emplearse dos transmisiones separadas, o bien, un transmisor doble canal o de canal dual. La figura 15-2 muestra un diagrama en bloques simplificado de un sistema de BLU de canal dual. Obsérvese que en la misma área ocupada normalmente por la señal de un sistema convencional de MA, se han ubicado dos señales de modulación absolutamente independientes.

Potencia de salida y relación señal-ruido

Cuando se compara la transmisión monobanda lateral con la convencional de MA, se observan indudables ventajas con respecto a la potencia del transmisor y a la relación señal-ruido del sistema, a favor de la primera. Para obtener el mismo alcance del transmisor de MA, el de BLU requiere un régimen de potencia pico de aproximadamente un octavo (9 db) menor del de aquél. Suponiendo que el transmisor de MA está modulado al 100 %,

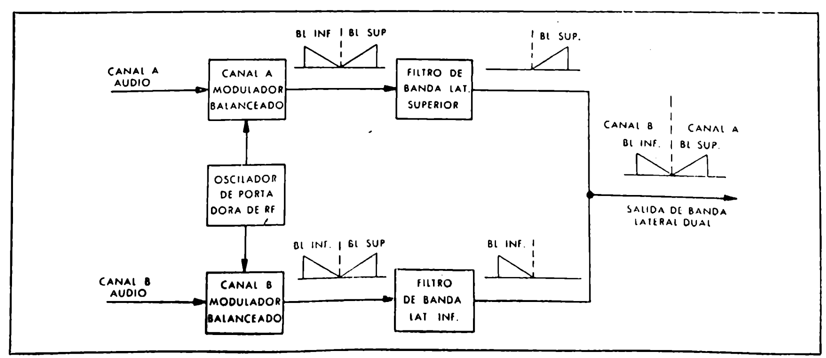


Figura 15-2. Diagrama en bloques simplificado de un sistema de BLU de canal dual

CAPITULO XV

Principios de Comunicaciones en Banda Lateral Unica

15-1 Introducción

El concepto de la transmisión y recepción de banda lateral única (BLU), no es nuevo en electrónica; sin embargo, el desarrollo de sistemas operativos es relativamente reciente. Como el término implica, la transmisión monobanda lateral es un método de transferencia de inteligencia en el que se suprime la portadora de RF y una banda lateral de la onda modulada en amplitud y de doble banda lateral, transmitiéndose únicamente la inteligencia en ella contenida.

Tal como se estudió anteriormente, las componentes de una señal normal modulada en amplitud consisten en la portadora y dos frecuencias laterales (doble banda lateral), espaciadas arriba y abajo de la portadora en una magnitud igual a la frecuencia de la señal de modulación. Las señales de amplitud modulada que se utilizan para la radiodifusión normal, requieren una banda pasante de 10 Kc/s (con una frecuencia máxima de modulación de 5 Kc/s), mientras que las señales moduladas en amplitud para servicios de comunicaciones comerciales y militares, requieren una banda pasante de 6 Kc/s (con una frecuencia máxima de modulación de 3 Kc/s). Las frecuencias laterales que se producen en este modo de transmisión son, realmente, imágenes especulares la una de la otra y cualquiera de ellas puede demodularse para obtener la inteligencia transmitida. Como puede apreciarse, la modulación de amplitud normal es, en realidad, un derroche del espectro de frecuencia, puesto que requiere por lo menos, el doble del ancho de banda de la señal de modulación original. Para transmitir una forma dada de inteligencia (palabra, teletipo, video, etc.), los sistemas de banda lateral única utilizan solamente la mitad del ancho de banda requerido por los de MA de doble banda lateral. Una de las ventajas importantes de los sistemas de BLU es, por consiguiente, la conservación del espectro de frecuencia.

El factor principal que ha limitado las aplicaciones de la transmisión monobanda lateral hasta el presente, ha sido la falta de controles de frecuencia precisos para los transmisores y receptores para este modo decomunicaciones. Con el desarrollo de nuevas técnicas de fabricación, que permiten una tolerancia más ajustada de los componentes de circuito, las comunicaciones en banda lateral única ya no están limitadas a los sistemas telefónicos por onda portadora y de radiotelefonía y telegrafía en frecuencias bajas (debajo de 3 Mc/s), sino que han extendido su alcance en tal medida, que se las acepta generalmente como normales para sistemas de comunicaciones punto a punto (30 Mc/s y por debajo).

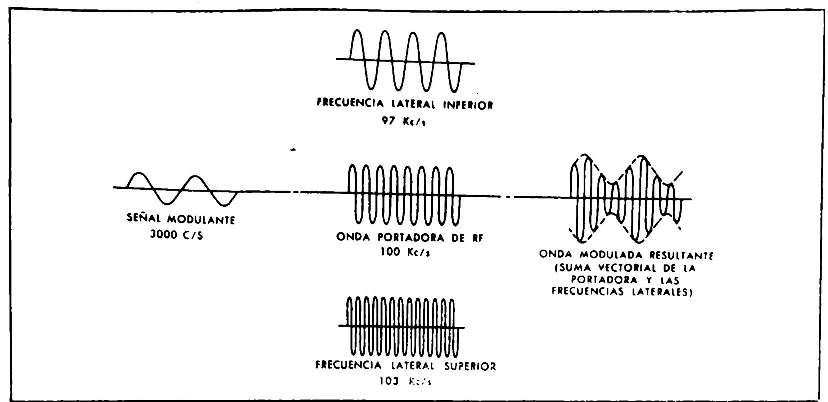


Figura 15-4. Frecuencias de banda lateral y forma de onda generada durante el proceso de la modulación de amplitud

la fidelidad de la señal recibida, pero que no afecta la inteligibilidad de la información.

Conceptos sobre la transmisión de BLU

Del análisis general precedente sobre banda lateral única y sus ventajas y desventajas respecto a la MA convencional, surge la necesidad de visualizar qué se transmite realmente. De los principios de la modulación de amplitud debe recordarse que en el proceso de modulación de una portadora de RF con una señal de frecuencia más baja, en la etapa modulada tiene lugar una acción de heterodinación que determina la generación de frecuencias adicionales. Si solamente se utiliza una frecuencia única como señal de modulación, se generarán dos frecuencias adicionales, como se ilustra en la figura 15-4. Una de ellas, la frecuencia lateral superior, es la suma por batido de las dos frecuencias, mientras que la otra, o frecuencia lateral inferior, es la diferencia entre ambas. Aunque no es fácilmente evidente, la onda modulada resultante producida mediante el proceso de modulación es, en realidad, una combinación de la portadora y las dos frecuencias laterales. Si en lugar de un tono único, se utiliza toda una banda de frecuencias, tal como la banda de frecuencias de voz de 300 a 3000 c/s, para modular la portadora, las frecuencias adicionales generadas por la acción de la heterodinación producen las así llamadas frecuencias de bandas laterales superior e inferior. Estas bandas laterales ocupan sus posiciones respectivas en el espectro de frecuencia por encima y por debajo de la portadora, y la onda modulada resultante es una combinación de ella y todas las frecuencias contenidas en dichas bandas. En el proceso de modulación, la totalidad de la inteligencia y potencia de la señal de modulación se aplica a las bandas laterales generadas. La portadora, en sí misma, no contiene nada de dicha inteligencia.

En el sistema convencional de MA, la portadora se transmite y recibe juntamente con sus bandas laterales, y las tres componentes forman una onda envolvente, cuya portadora está, normalmente, en las mismas relaciones de frecuencia y fase con las bandas laterales, que cuando se la transmite. Esta señal resultante recibida, cuando se la aplica al diodo detector de un receptor superheterodino, se heterodina en un dispositivo no lineal y la diferencia (señal de audio = portadora de FI — frecuencia de banda lateral), es la inteligencia deseada.

En el sisema de banda lateral única con portadora suprimida (BLUPS) la portadora se suprime y una banda lateral se atenúa de modo que la única señal transmitida es la banda lateral restante. La figura 15-5 muestra una representación de la señal transmitida en el supuesto de que se ha utilizado una frecuencia inicial de portadora de 200 Kc/s. Cuando la portadora se modula con una nota de audio de 1 Kc/s, las frecuencias laterales generadas son de 199 y 201 Kc/s, como se indica en la sección A de la figura 155. Puesto que la portadora y la frecuencia lateral inferior se supri-

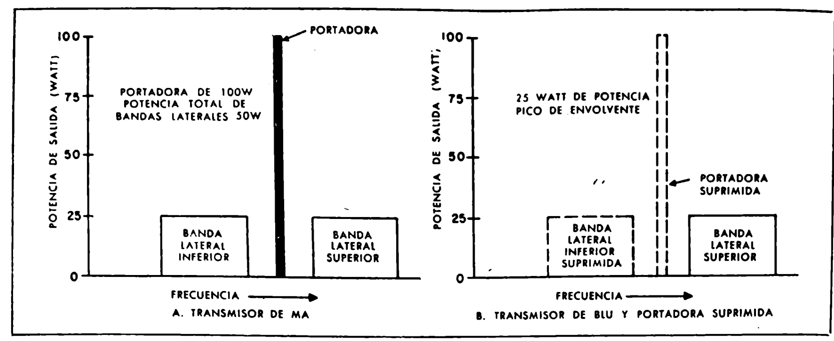


Figura 15-3. Comparación entre MA, DBL y BLU. Espectros de frecuencia y potencias utilizadas

la tensión en cada una de las bandas laterales es la mitad de la tensión de la portadora. Si la resistencia del circuito permanece constante, la potencia en cada banda lateral será un cuarto de la potencia de la portadora. Con una potencia de salida de portadora de 100 Watt, la potencia en cada banda lateral será solamente de 25 Watt, dando un total de 50 Watt en las dos y un régimen medio de potencia del transmisor de 150 Watt. Puesto que la tensión máxima (portadora más bandas laterales) es el doble de la tensión de portadora, la potencia máxima del transmisor será cuatro veces la potencia de portadora. Por lo tanto, un transmisor de MA valorizado para una potencia media de 150 Watt, debe ser capaz de manejar un régimen de potencia máxima de hasta 400 Watt. De los 150 Watt de potencia media, solamente un tercio (50 Watt) se utiliza para transmitir la inteligencia contenida en las bandas laterales, puesto que los otros dos tercios (la portadora de 100 Watt), no poseen inteligencia útil de modulación. Para transmitir la misma inteligencia con un sistema de BLU, el transmisor debe diseñarse para manejar solamente 25 Watt como máximo, puesto que la portadora de alta potencia y una banda lateral se suprimen y toda la potencia del transmisor se aplica a la señal de BLU que transporta la inteligencia. En la figura 15-3, se presenta una comparación gráfica de los sistemas de MA y BLU, utilizando valores que acaban de ilustrarse.

Se sostiene una ganancia teórica de 9 db en la relación señal-ruido en el sistema de BLU sobre el de MA de potencia máxima equivalente. Esta mejora de 9 db incluye una ganancia de 3 db derivada del ancho de banda más angosto de la señal monobanda lateral y una ganancia de 6 db obtenida de la combinación de las características de diseño del transmisor y receptor de BLU. Lo arriba expresado, como queda dicho, es una consideración teórica; en la práctica, la comparación entre los dos sistemas depende, en gran medida, de las condiciones de propagación (atmosféricas) presentes en el momento de efectuarla. Cuando las condiciones de propagación son ideales, ninguno de los sistemas tiene ventajas apreciables sobre el otro; sin embargo, cuando las condiciones atmosféricas son pobres y se presentan desvanecimientos en las señales de MA, la señal de BLU transmitida permanece sin alteraciones, proveyendo así comunicaciones estables. La razón de los resultados superiores con BLU se puede explicar de la siguiente manera: la señal de MA puede ser efectivamente anulada en el lugar de recepción, por relaciones de fase incorrectas entre la portadora y las bandas laterales, resultantes de las distancias de transmisión de trayectorias múltiples. Cuando se las detecta en el receptor, dichas señales son, efectivamente, una combinación de modulación de amplitud y fase que puede causar distorsión armónica o intermodulación, o la anulación completa. Puesto que en los sistemas de BLU, solamente se transmite una banda lateral, no existe relación directa de fase o amplitud entre los componentes individuales de banda lateral de este tipo de señal. En consecuencia, en el proceso de demodulación en el sistema de BLU, no se genera distorsión armónica o de intermodulación. El desvanecimiento por trayectoria múltiple produce sobre la BLU un efecto conocido como distorsión de amplitud en función de la frecuencia, que determina una variación de

mantener los circuitos del mismo en la frecuencia correcta durante la modulación.

En el sistema de BLU con portadora completa, la portadora se transmite en un nivel de 4 a 6 db, por debajo de la potencia máxima del transmisor. El nivel de la portadora transmitida es suficiente para permitir la recepción de la señal de banda lateral única, con los receptores convencionales de MA. Este modo de transmisión se denomina de *banda lateral única compatible* (BLUC).

En los sistemas de transmisión monobanda lateral arriba mencionados, se han enfatizado las comunicaciones de voz, donde la señal de modulación se mantiene dentro de una banda de frecuencias entre 300 y 3000 ciclos. Cuando la señal de modulación incluye componentes de frecuencia extremadamente baja (cercanas a la frecuencia cero), es difícil diseñar sistemas monobanda lateral, que supriman adecuadamente la banda lateral no deseada. Para facilitar la solución de este problema de diseño, algunas veces se transmite conjuntamente con la banda lateral deseada, una pequeña parte de la no-deseada. Este método de transmisión, denominado de *banda lateral vestigial*, es en realidad una forma de banda lateral única y se utiliza extensamente en la transmisión de señales de televisión. El ancho de banda de la señal de banda lateral vestigial en la radiodifusión normal de televisión, es de aproximadamente un sexto del ancho de banda de la opuesta.

15-3 TRANSMISORES DE BANDA LATERAL ÚNICA

Existen dos sistemas fundamentales de generación de la señal de banda lateral única: el sistema de filtro y el de desplazamiento de fase. Aunque estos dos sistemas son esencialmente diferentes en la operación del circuito, ambos producen los mismos resultados —la generación y transmisión de sólo una banda lateral de una portadora de radiofrecuencia modulada en amplitud. Cada uno de los sistemas es capaz de un buen rendimiento total y de proporcionar una ganancia de 9 db, sobre el sistema de doble banda lateral más portadora. Comparados entre sí los sistemas de filtro y de diferencia de fase, ambos tienen ciertas ventajas y desventajas.

Generación de la señal de BLU por el método de filtro

De los dos métodos **fundamentales** de generación **de la** señal de banda lateral única, el que se utiliza **más ampliamente** es el **de filtro**, ilustrado en la **figura** 15-6. Aunque la **estabilidad** y exactitud del **transmisor** están **determinadas principalmente** por

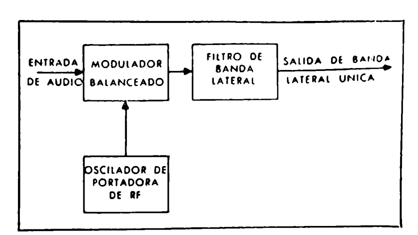


Figura 15-6. Diagrama en bloques de un excitador básico de BLU por el sistema de filtro

la estabilidad y precisión del oscilador de portadora de radiofrecuencia, los circuitos de los moduladores balanceados y de filtro son los más importantes para la generación de la señal de banda lateral única en sí misma.

Existen muchas variantes de circuitos de moduladores balanceados; algunos utilizan diodos rectificadores y otros emplean válvulas de vacío. La función fundamental de éstos es la misma, a saber: la generación de una señal modulada en amplitud de doble banda lateral y la supresión de la portadora de RF. La magnitud de supresión de la portadora está determinada por el grado de balance entre las dos ramas del modulador (un modulador balanceado puede compararse a un circuito puente). De este modo, la salida del modulador balanceado ilustrado en la figura 15-7, consiste únicamente en las frecuencias de banda lateral superior e inferior de una portadora de RF modulada en amplitud. La audiofrecuencia de entrada se rechaza por la sintonía normal del circuito de salida del modulador.

Para obtener la señal de banda lateral única de la salida de doble banda lateral del modulador balanceado, es necesario aplicar dicha salida a un filtro adecuado. Cada una de las bandas laterales puede rechazarse o aceptarse mediante el empleo de un filtro apropiado para seleccionar una de ellas y rechazar la otra. Como en el caso de los moduladores balanceados, existen varios tipos de filtros que pueden utilizarse en aplicaciones de banda lateral única. Pueden adaptarse para este tipo de trabajo los filtros simples L-C que funcionan en el rango de aproximadamente 20 a 100 Kc/s. Los filtros electromecánicos que operan en el rango de frecuencia entre 50 y 500 Kc/s con los mejores resultados alrededor de los 250 Kc/s han sido desarrollados especialmente para su empleo en banda lateral única.

Los filtros de red de cristales utilizan cristales de cuarzo como elementos de filtro y se emplean

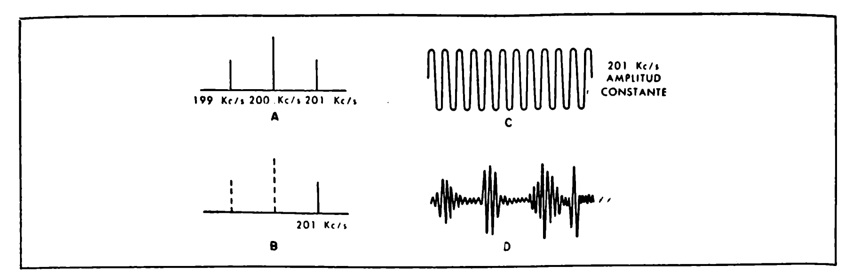


Figura 15-5. Análisis del espectro de un sistema de banda lateral única con portadora suprimida y la señal resultante transmitida

men (B de la figura), la frecuencia lateral superior restante, 201 Kc/s, es la señal irradiada por el sistema de transmisión. La sección C de la figura 15-5, muestra la señal resultante transmitida, cuya amplitud es constante para el tono uniforme inicial de modulación de 1 Kc/s. Cuando la señal de modulación es una entrada vocalizada cubriendo el rango de 300 ciclos a 3 Kc/s, la señal resultante de banda lateral transmitida varía en frecuencia desde 200,3 a 203 Kc/s, con una amplitud determinada por la amplitud de cada frecuencia de la señal de modulación. Esta onda compleja, representada en D de la misma figura, constituye la señal transmitida.

Después de su arribo al receptor, la señal (de la sección D de la figura 15-5), se amplifica y luego se detecta en una forma ligeramente distinta que en el receptor corriente de modulación de amplitud. A fin de obtener la inteligencia de audio original impresa en el transmisor, debe generarse en el equipo receptor una portadora local para mezclarla con la señal recibida. La frecuencia de esta portadora generada localmente debe ser idéntica a la utilizada en el transmisor en el proceso de modulación, o tener las mismas relaciones de frecuencia con todas las componentes de la banda lateral recibida. Esta exigencia de frecuencia es general, puesto que la *diferencia* entre la frecuencia de la portadora y una u otra banda lateral, es la modulación o audiofrecuencia. Si la frecuencia de la portadora generada localmente se desviara, la audiofrecuencia resultante (diferencia) estará desplazada y no representará verdaderamente la señal de modulación original. La desviación de la frecuencia del oscilador de inserción (oscilador de portadora en el receptor) o de cualquiera de los osciladores heterodinos, superior a los 200 ciclos (por encima o por debajo del valor correcto), puede causar suficiente inversión de la palabra como para hacer ininteligible la información recibida. Así, puede verse que la estabilidad de frecuencia es uno de los requerimientos del equipo de banda lateral única más críticos e importantes.

Para obtener algún control o medio de referencia que permita la relación de frecuencias entre el oscilador del receptor y el del transmisor, a fin de mantenerlos en un valor constante, algunas veces se transmite una portadora piloto. En este sistema, conocido como *BLU con portadora reducida,* la portadora piloto se transmite en un nivel de aproximadamente 10 a 20 db por debajo del nivel de potencia máxima del transmisor. Esto se efectúa mediante la introducción de una porción de la señal del oscilador de portadora del transmisor en los circuitos de salida, o en algún punto conveniente a continuación de los circuitos en que se suprimió la portadora. En el receptor, la portadora piloto se separa de la señal de banda lateral y se la amplifica. Puede entonces utilizársela para su reinserción (denominándola *portadora exhaltada*) o se la puede emplear como una referencia para comparación con la frecuencia del oscilador de inserción de portadora local, en un circuito de CAF especial. Las tensiones de control automático de volumen pueden también derivarse de la portadora piloto.

Otra forma de portadora piloto, es la conocida como *portadora controlada.* En el sistema de portadora controlada, la portadora aumenta hasta aproximadamente plena amplitud, durante las breves pausas de la vocalización o entre sílabas de la misma, y se reduce a un nivel de potencia promedio muy bajo durante la modulación real. El nivel de esta portadora controlada es tal que la potencia promedio de salida del transmisor permanece constante, independientemente de la presencia o ausencia de modulación. Se utilizan en el receptor circuitos de CAV y de CAF de acción lenta, para

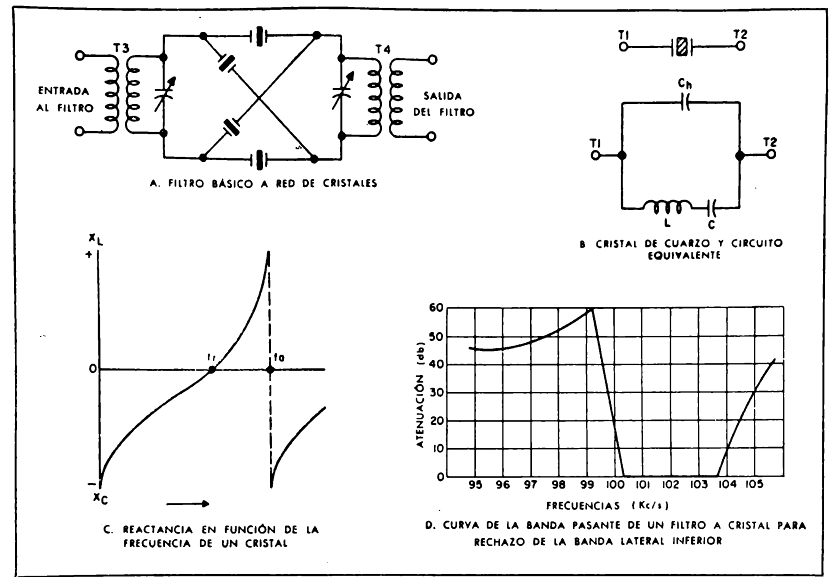


Figura 15-8. Características del circuito de un filtro de red de cristales

los amplificadores de salida de los transmisores de BLU sean circuitos push-pull clases AB o B.

La figura 15-10 muestra un diagrama en bloques de un transmisor típico de BLU por el sistema de filtro. Las frecuencias indicadas para las bandas laterales superior e inferior son valores típicos utilizados en equipos operativos. El amplificador de audiofrecuencia V1, es un preamplificador convencional que amplifica las señales de audio y limita sus frecuencias al rango de 100 a 3000 ciclos. Como se explicó anteriormente, el modulador balanceado de baja frecuencia sirve para proveer las bandas laterales de una señal modulada en amplitud y suprimir la portadora proporcionada por el oscilador de portadora de RF. La salida del modulador consiste en la banda lateral inferior (97-99,9 Kc/s) y la superior (100,1-103 Kc/s), como queda indicado. Éstas se amplifican y se pasan a través de un filtro pasabanda, que elimina por completo la banda lateral inferior. La señal de banda lateral superior de bajo nivel se inyecta a un dispositivo de traslación de frecuencia integrado por el mezclador balanceado de frecuencia media, el oscilador y el amplificador-filtro. En estos circuitos la acción de heterodinación del mezclador balanceado de frecuencia media eleva la frecuencia de las señales de banda lateral para obtener la traslación de la banda a 3,1-3,103 Mc/s del amplificador de frecuencia media y filtro pasabanda. Otro paso de traslación de frecuencia tiene lugar utilizando el oscilador variable de alta frecuencia. el mezclador balanceado de alta frecuencia y el amplificador lineal. En estas etapas ocurre una nueva heterodinación para elevar las bandas laterales resultantes de salida a la frecuencia deseada del transmisor. Obsérvese que el oscilador de alta frecuencia es un oscilador de frecuencia variable capaz de sintonizarse en el rango de 6,9 a 26,9 Mc/s. Ello permite que la frecuencia de salida resultante del transmisor pueda variarse sobre un rango de frecuencia específico. La ausencia de un filtro pasabanda siguiendo al mezclador balanceado de alta frecuencia se explica por el hecho de que los circuitos del amplificador lineal de potencia y de la antena se sintonizan a las frecuencias suma y,

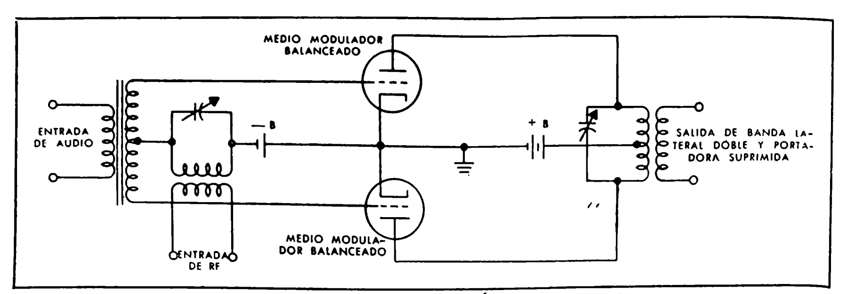


Figura 15-7. Circuito simple de un modulador balanceado

ampliamente en los equipos existentes de BLU. La figura 15-8 ilustra la disposición de un filtro simple de red de cristales. Como se recordará, al estudiar los cristales se vio que un cristal en su soporte es en realidad una combinación de circuitos resonantes en serie y paralelo, y como tal tiene dos frecuencias de resonancia, como se indica en C de la figura 15-8. La frecuencia de resonancia serie f_r, ocurre en el punto donde la curva de reactancia cruza la línea de reactancia cero; la frecuencia de resonancia paralelo (antirresonancia), f_a, ocurre en el punto donde la curva de reactancia se eleva hasta una reactancia inductiva elevada y luego cae abruptamente, atravesando la línea de reactancia cero hasta una reactancia capacitiva alta. Los transformadores de entrada y salida, que actúan como inductores en paralelo y los capacitores "trimmers", ensanchan y limitan las características de banda pasante de la red de cristales. En la sección D de la figura se ilustra la curva de banda pasante típica del circuito. Aunque en la figura sólo se indica una sección de red de filtro de cristales entrelazados, se utilizan a menudo dos secciones en serie en los equipos prácticos.

Los requerimientos de diseño del filtro de banda lateral son los factores primordiales que determinan la frecuencia en la que debe funcionar el oscilador de portadora de RF. Como el porciento de separación de las bandas laterales es bastante pequeño cuando se las genera en radiofrecuencias altas, los requerimientos del filtro para separarlas son muy exigentes. Para facilitar éstos, es de práctica generalizada producir las bandas laterales en una radiofrecuencia relativamente baja (usualmente 100 Kc/s) donde se puede conseguir la operación óptima del filtro de banda lateral.

En la figura 15-9 se muestra un diagrama en bloques simplificado de un transmisor de banda lateral única por el sistema de filtro. El excitador de banda lateral única, como se le denomina, contiene el oscilador de la radiofrecuencia baja, el modulador balanceado y el filtro de banda lateral. Puesto que estas etapas funcionan en niveles de potencia relativamente bajos, se requieren circuitos adicionales para elevar tanto la potencia como la frecuencia con anterioridad a la transmisión. Los circuitos que siguen al excitador de BLU son comparables, en muchos sentidos, a los utilizados en los sistemas de MA. No obstante, puesto que el empleo de multiplicadores de frecuencia y de amplificadores de potencia clase C pueden perjudicar las relaciones de frecuencia entre las componentes de banda lateral, en los transmisores de BLU se utilizan circuitos de mezcladores balanceados y de amplificadores lineales de potencia en los pasos de traslación de frecuencia.

Aunque en la figura 15-9 sólo se indica un paso de traslación de frecuencia, a menudo se emplean dos o más cuando la frecuencia de salida del transmisor es mucho más alta que la frecuencia del oscilador de portadora de RF. Los requerimientos fundamentales de los circuitos de salida en los sistemas de transmisión son los de baja distorsión (buena linealidad) y elevada ganancia de potencia. Puesto que en los transmisores de BLU el proceso de modulación se efectúa en un nivel bajo, y dado que cualquier amplificación de una señal que contiene una envolvente de modulación debe ser lineal, comúnmente se utilizan amplificadores lineales de potencia para satisfacer los requerimientos de los circuitos de salida del transmisor. Fundamentalmente, un amplificador lineal es aquél en el cual la señal de salida es una función directa y proporcional de la señal de entrada. Sin embargo, por lo general, no se obtiene una elevada ganancia con buena linealidad. De allí que, generalmente,

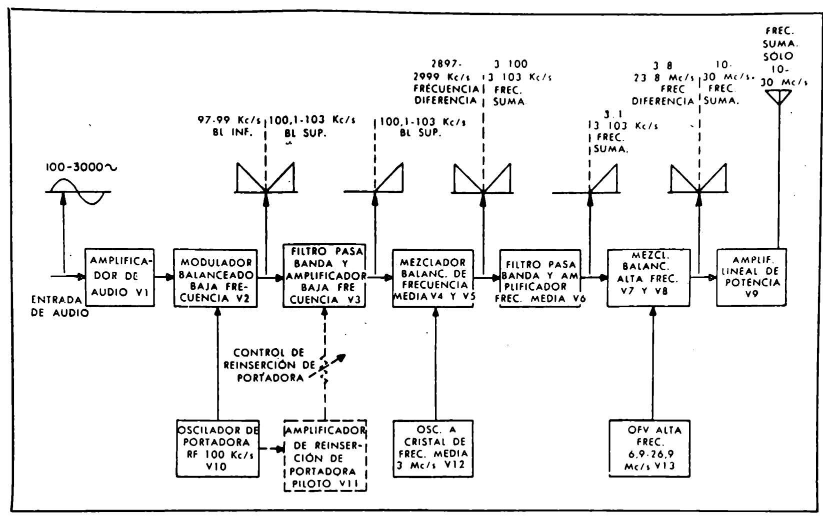


Figura 15-10. Diagrama en bloques de un transmisor típico de BLU (sistema de filtro)

Comparación de los métodos de generación de BLU, de filtro y de desplazamiento de fase

La elección del método básico de generación de banda lateral única depende principalmente de dos factores: el costo relativo y los requisitos de estabilidad y de mantenimiento del transmisor. El sistema de filtro es, con mucho, el más costoso de los dos sistemas por el alto costo inicial de las redes de filtro y el número de pasos de traslación de frecuencia requeridos para obtener la frecuencia de operación deseada. Sin embargo, una vez que el sistema ha sido ajustado, provee una operación estable y relativamente libre de inconvenientes.

El sistema de desplazamiento de fase es menos costoso que el de filtro y requiere un número menor de circuitos para lograr la traslación de frecuencia necesaria, eliminando la necesidad de filtros de banda lateral caros. No obstante, el ajuste de las redes de desplazamiento de fase es bastante crítico para la obtención del rendimiento óptimo del sistema, incrementándose de este modo el tiempo de mantenimieno requerido para asegurar la estabilidad del equipo.

En los textos de ingeniería que abarcan la transmisión de banda lateral única se pueden encontrar exposiciones sobre sistemas de BLU de canal dual y otros métodos de generación de este tipo de señales. Estos sistemas no se consideran en este volumen.

15-4 RECEPTORES DE BANDA LATERAL ÚNICA

La recepción de MA requiere la intercepción de la señal transmitida deseada por medio de un sistema de antena, la amplificación de la señal elegida y la obtención de la detección de la inteligencia en ella impresa. El proceso de detección, como se ha explicado, requiere la presencia de las señales de bandas laterales y de portadora.

La recepción de las señales monobanda lateral no es tan sencilla como la recepción ordinaria de MA, porque la detección requiere la mezcla de la banda lateral (ya sea la superior, inferior o ambas) con una señal de portadora amplificada o generada localmente. Por lo tanto, una de las diferencias principales entre el receptor de BLU y el de MA convencional es la adopción de medidas para la inserción de la portadora, en el primero de ellos.

Existen dos métodos generalizados para efectuar la inserción de portadora en la frecuencia correcta. Uno de ellos emplea un oscilador de portadora

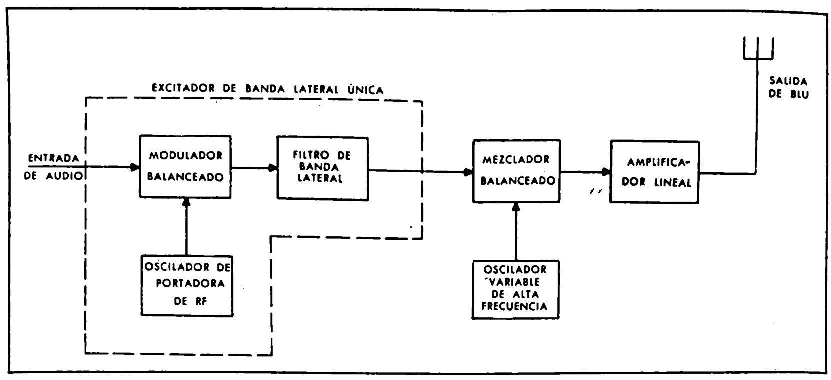


Figura 15-9. Diagrama en bloques de un transmisor de BLU por el sistema de filtro

por lo tanto, no pasarán las frecuencias diferencia no deseadas de banda lateral inferior.

Al estudiar el diagrama en bloques se consideraron los circuitos que están asociados al transmisor de banda lateral única con portadora totalmente suprimida (BLUPS). Para la transmisión a receptores que utilizan el principio de la portadora controlada o portadora reducida, el transmisor debe incluir los circuitos punteados de la figura 15-10 a fin de proveer el porciento deseado de portadora a irradiar para la operación del sistema.

Generación de la señal de BLU por el método de desplazamiento de fase

En el transmisor de banda lateral única por desplazamiento de fase, el amplificador de audio de entrada, el oscilador de RF, el modulador balanceado y el amplificador lineal de potencia, cumplen las mismas funciones que sus circuitos equivalentes en el sistema de filtro. La diferencia principal entre ambos sistemas radica en el método utilizado para producir la banda lateral deseada y rechazar la no deseada. En lugar de utilizar filtros electromecánicos o de red de cristales para efectuar este rechazo de banda lateral, el sistema por desplazamiento de fase funciona sobre el principio de eliminación de la banda no deseada mediante un proceso de cancelación o balance basado en las relaciones de fase entre las señales de banda lateral generadas en dos moduladores balanceados separados. La figura 15-11 muestra un diagrama en bloques de un transmisor práctico de banda lateral única por desplazamiento de fase. En esta disposición de circuito, la señal de modulación de entrada (audio) se aplica a una red de desplazamiento de fase de 90° para producir señales de audio en cuadratura. Estas señales de audio en cuadratura se amplifican en los amplificadores de audio que además aislan las redes de desplazamiento de fase de cualquier efecto de carga causado por los moduladores balanceados. El oscilador de portadora de RF se aplica directamente a uno de los moduladores balanceados y a través de una red de desplazamiento de fase de 90° al otro modulador balanceado. Las portadoras individuales se anulan en los moduladores balanceados mientras que las bandas laterales superiores e inferiores generadas constituyen sus salidas. Las relaciones de fase efectivas de las salidas de los moduladores balanceados son tales que existe una diferencia de 90° entre las bandas laterales superiores e inferiores, además de las diferencias de 90° entre ambos moduladores balanceados. Estas señales de bandas laterales se combinan entonces en una red de suma, de manera que la bandas laterales superiores de ambos moduladores se refuerzan y se suman entre sí, mientras que las inferiores se oponen y se anulan. El resultado de la red es tal, que solamente las frecuencias de banda lateral superior se aplican al tercer mezclador balanceado conjuntamente con el OFV de alta frecuencia, a fin de obtener la traslación de frecuencia deseada para la salida del transmisor. El amplificador lineal sirve a los mismos fines y reúne los mismos requerimientos que el amplificador utilizado en el método de filtro.

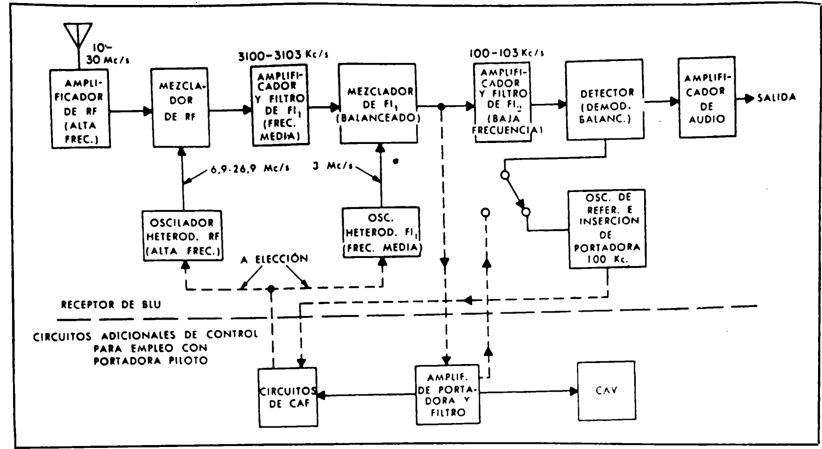


Figura 15-12. Receptor de BLU superheterodino de doble conversión

mezcla, la acción de heterodinación entre las dos señales produce una tercera, o frecuencia diferencia. Este proceso es igual al utilizado para la recepción de MA normal, mediante el método de conversión de frecuencias (heterodinación).

El oscilador de alta frecuencia puede ser de sintonía variable dentro del rango de frecuencias del receptor. La frecuencia del oscilador está, normalmente, por debajo de la frecuencia de la señal de entrada. La sintonía del mismo es extremadamente crítica y su estabilidad de frecuencia es esencial, puesto que no está presente la onda envolvente completa. Cualquier desplazamiento de su frecuencia con respecto a las de la banda lateral redundará en una distorsión de frecuencia en la salida del receptor.

La frecuencia media (FI alta) resultante de la heterodinación de la señal de entrada y la salida del oscilador local sigue siendo todavía únicamente la banda lateral superior, convertida a una frecuencia más baja. La portadora puede estar presente, si es que se la transmite; sin embargo, todavía no ha sido agregada.

La salida del mezclador de alta frecuencia se filtra para eliminar todo, menos la información deseada de la banda lateral superior, convertida ahora en una frecuencia media que puede o no incluir la portadora. La señal filtrada se amplifica entonces en la etapa de frecuencia media. Puesto que sólo se recibe una banda lateral, el filtro y el amplificador requieren únicamente la mitad del ancho de banda pasante que el necesario para la recepción de MA normal. Esta reducción del ancho de banda se traduce en una relación señal-ruido mejor. Sin embargo, la sintonía del transformador de FI está ligeramente ensanchada para asegurar una respuesta razonablemente plena para todas las frecuencias de la banda pasante del filtro. Para la mejor comprensión de los principios expuestos arriba, supongamos que la portadora se transmite en 10 Mc/s. Esta portadora, heterodinándose con una señal del oscilador local de 6,9 Mc/s producirá entonces una señal de FI de 3100 Kc/s. Supongamos ahora que esta misma portadora está modulada por voz, con frecuencias limitadas al rango de 100 a 3000 c/s. Si esto fuera una transmisión de MA con ambas bandas laterales, en las secciones de RF y FI se requeriría un ancho de banda de 6 Kc/s y la etapa de FI se sintonizaría a la frecuencia central de 3100 Kc/s. Si la modulación de la señal recibida incluye música o frecuencias de hasta 10.000 c/s para su plena reproducción, el ancho de banda del receptor deberá ser, por lo menos, de 20 Kc/s en MA o de 10 Kc/s en BLU. Puesto que el receptor considerado está diseñado para frecuencias de voz de banda lateral única limitadas a un rango de 100 a 3.000 c/s, el ancho de banda necesita ser solamente la mitad del requerido, es decir, de 3 Kc/s en lugar de 6

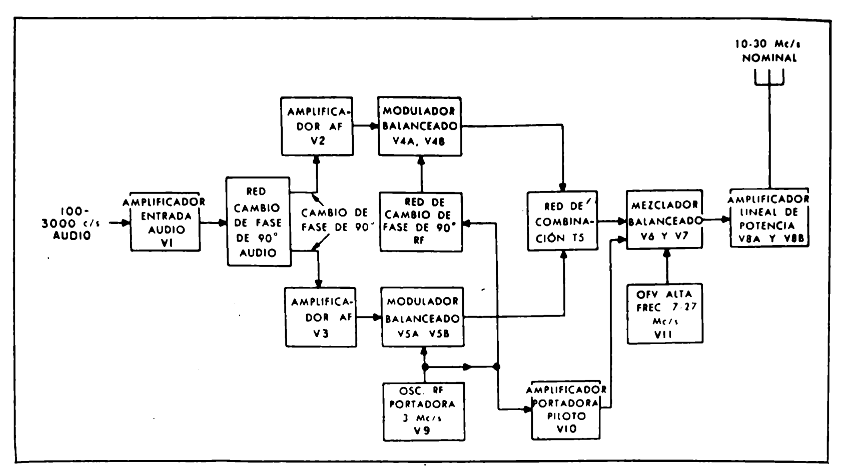


Figura 15-11. Diagrama en bloques de un sistema práctico de desplazamiento de fase para transmisor de BLU

extremadamente estable, y el otro amplifica la portadora reducida o piloto (cuando se la trasmite), hasta un nivel suficientemente elevado para los fines de la detección. La relación entre la frecuencia de la portadora insertada y las frecuencias de banda lateral debe ser idéntica a la existente entre la frecuencia de la portadora del transmisor y las frecuencias de banda lateral. Para la recepción de MA se utilizan extensamente los receptores superheterodinos por las cualidades de selectividad, elevada ganancia y rendimiento, inherentes a este tipo de circuito. Para la recepción de banda lateral única se utiliza el mismo tipo de receptor, generalmente con múltiple conversión. La múltiple conversión mejora la selectividad, la ganancia y el rendimiento total y se la utiliza, por lo general, debido a que el filtrado se puede efectuar más fácilmente en frecuencias bajas y, también, porque varios pasos de traslación de frecuencia hacen posible la reducción de respuestas espurias, mediante la elección adecuada de las frecuencias de heterodinación.

En forma similar al transmisor de banda lateral única, el receptor puede emplear uno u otro de los métodos básicos de procesamiento de la información recibida para la detección: el de filtro o el de desplazamiento de fase. Los diversos circuitos que pueden realizar las funciones indicadas en el análisis de secciones del receptor de BLU que se presenta a continuación son demasiado numerosos para que se los analice aquí; en consecuencia, se considerarán principalmente los principios y no los circuitos específicos.

Recepción de BLU por el método de filtro

En la figura 15-12 se ilustra en un diagrama en bloques, un receptor típico simplificado de banda lateral única y de doble conversión. La figura muestra los requerimientos generales del circuito para el sistema de portadora suprimida y para el de portadora piloto.

El amplificador de alta frecuencia de RF es un circuito convencional similar al del amplificador de RF del receptor común de MA. Los requerimientos del circuito, tales como selectividad y características de banda pasante, son idénticos a los del convencional para MA, en el sentido de que deben permitir el paso de la banda lateral superior, inferior o ambas. Como debe suponerse, el amplificador de alta frecuencia (RF) se sintoniza a la frecuencia de la señal de entrada deseada recibida del circuito de antena y realiza las funciones de preselección y amplificación.

La señal de banda lateral amplificada se aplica entonces al mezclador de alta frecuencia. Este circuito mezcla la señal procedente del amplificador de alta frecuencia con la salida del oscilador de alta frecuencia correspondiente. En el proceso de

vada, similar a la de la portadora reacondicionada con respecto al nivel de la banda lateral en el demodulador, de manera que resulte, dentro del mismo, una forma correcta de onda envolvente. Después de la reinserción de portadora, la señal se puede detectar con el diodo convencional u otro tipo de detector de MA. No obstante, el empleo de la conversión de frecuencia da como resultado una relación señal-ruido superior y en menor modulación cruzada e intermodulación de portadoras no deseada y/o batidos de banda lateral, que con la detección por rectificación. Este método también corrige, en cierta medida, el efecto de la distorsión de fase inherente, común a los sistemas monobanda lateral. Un método conveniente de detección por conversión de frecuencia es el que utiliza un demodulador balanceado.

El demodulador de baja frecuencia es, esencialmente, un detector balanceado. La teoría y consideraciones de diseño de éstos (demoduladores), son idénticos a las de los moduladores balanceados utilizados en la generación (traslación de frecuencia) de la señal de BLU transmitida.

La salida del demodulador de baja frecuencia se aplica a un circuito amplificador de audio. Puesto que este circuito y los de la fuente de alimentación son convencionales, no es necesario el análisis de ellos. En el circuito del amplificador de audio pueden utilizarse filtros, si es necesario, para separar aún más las componentes de AF. La fuente de alimentación debe incluir una tensión para ánodos bien regulada para los circuitos osciladores, como una contribución a la consecución de la estabilidad de frecuencias requerida.

Observando la figura 15-12 nótese que al circuito del receptor se ha incorporado un sistema de CAF para controlar el oscilador de alta frecuencia. La estabilidad de este oscilador es un factor importante, porque cualquier desplazamiento de frecuencia de éste con respecto a la frecuencia del oscilador de portadora del transmisor, a menos que sea compensado en otro lugar, determinará un desplazamiento en la salida de audio del receptor, que se evidenciará como distorsión de frecuencia. Si se recibe una portadora piloto o controlada, su salida amplificada se toma de un punto conveniente, normalmente la salida del mezclador de frecuencia media; se la filtra agudamente y se la amplifica en el circuito amplificador-filtro de portadora, y la señal resultante se aplica al circuito de CAF del tipo comparador, juntamente con la salida del oscilador de inserción de portadora. Un desplazamiento de la frecuencia de la portadora (si no es demasiado grande), o un desplazamiento en el oscilador local de baja frecuencia o cualquier diferencia entre ambas, resultará entonces en una variación correspondiente de las frecuencias y fases de las tensiones de control del circuito de CAF y, consecuentemente, un cambio en la del oscilador de alta frecuencia, manteniéndose, de este modo, comunicaciones estables. Existen muchos tipos de circuitos de CAF; sin embargo, los más difundidos son el sistema discriminador a válvula reactancia y el sistema a modulador a motor balanceado. Este último sistema puede proveer un control positivo capaz de corregir la frecuencia del oscilador hasta dentro de 1 ciclo. Este tipo de circuito electromecánico, que mueve un capacitor variable en el oscilador de alta frecuencia, ha sido de uso común en el servicio telefónico transoceánico y su seguridad está bien establecida y reconocida en este campo.

Los circuitos de CAV se incluyen cuando se recibe algún tipo de portadora, para controlar diversas secciones del receptor. En el receptor de portadora suprimida, o cuando no se recibe una portadora piloto, los circuitos de CAF y de CAV quedan sin operar y pueden llegar a eliminarse por completo del diseño del equipo. Cuando se diseña un receptor específicamente para operación con portadora suprimida, en lugar del oscilador variable de alta frecuencia se utiliza un oscilador a cristal. El empleo de este tipo de oscilador para proporcionar estabilidad, no presenta problemas para operación en frecuencia única, y se puede incluir una llave de conmutación de cristales para operación en frecuencias múltiples.

Método de detección por desplazamiento de fase

Para eliminar la necesidad de utilizar filtros de banda lateral, en los receptores de BLU y DBL se puede utilizar el método de detección por desplazamiento de fase. Este método es similar al de generación de BLU por desplazamiento de fase en el transmisor y es adecuado para la recepción de las señales transmitidas mediante este método. Los fundamentos involucrados son iguales en ambos casos. Un demodulador de este tipo se presenta en forma de diagrama en bloques en la figura 15-13. Puesto que no se necesitan filtros en las etapas de FI, en ellas se pueden utilizar circuitos convencionales de MA, y el requerimiento capital en los circuitos que preceden a las etapas detectoras es la estabilidad de los osciladores. De este modo, las salidas de FI del receptor convencional de MA, se pueden aplicar a un adaptador que utilice el conexionado indicado.

En el método de detección por desplazamiento de fase se utilizan dos demoduladores balanceados en paralelo y la portadora insertada se desplaza

Kc/s. Además, puesto que los filtros son de sintonía fija (filtros de cristales o electromecánicos), es aconsejable depender sólo de ellos para limitar la banda pasante, y sintonizar los transformadores de FI (y los osciladores de batido) para que se correspondan con las frecuencias del filtro. La salida del amplificador de frecuencia media se aplica al mezclador balanceado de frecuencia media. Aquí la señal se heterodina con la salida del oscilador de frecuencia media, para producir la señal de FI de baja frecuencia. En este punto se utiliza también un mezclador balanceado (un circuito del mismo tipo que el del modulador balanceado) puesto que sus características de funcionamiento ofrecen ciertas ventajas que son favorables para los sistemas de banda lateral única. La frecuencia del oscilador de frecuencia media se elige cercana a la de entrada al mezclador balanceado respectivo. Por ejemplo, si la entrada al mezclador de frecuencia media es de 3.100 Kc/s (3,1 Mc/s) como se ha supuesto anteriormente, la frecuencia elegida para este oscilador será de 3.000 Kc/s (3 Mc/s). El mezclador balanceado cancelará la frecuencia del oscilador de 3 Mc/s y permitirá que aparezca a su salida únicamente la diferencia, como señal de FI de baja frecuencia.

Para cualquier confusión en el empleo del modulador o mezclador balanceado, debe recordarse que las bandas laterales son frecuencias suma y diferencia. La salida del mezclador balanceado de frecuencia media se sintoniza a la diferencia de 100 a 103 Kc/s, o sea la banda lateral inferior producida por la heterodinación de la señal de 3 Mc/s del oscilador con la de 3,1 a 3,103 Mc/s de la información. Sin embargo, esto no debe confundirse con el hecho de que las frecuencias entre 100,1 y 103 Kc/s sigan siendo aún la banda lateral superior de la portadora piloto original recibida, cuya frecuencia ahora es de 100 Kc/s. Simplemente, todo ha sido convertido a una frecuencia más baja.

El oscilador de frecuencia media, o de 3 Mc/s debe ser también extremadamente estable, para evitar cualquier desplazamiento en las frecuencias de banda lateral que se traducirá en la ininteligibilidad de la salida de audiofrecuencia resultante.

Como puede verse en el diagrama, la salida de 100 a 103 Kc/s del mezclador de frecuencia media se aplica al amplificador de baja frecuencia con su filtro de banda pasante y al amplificador de portadora, que contiene un circuito de filtro de sintonía aguda. Aquí la portadora piloto se separa de la señal de banda lateral, si en el receptor se incluyen circuitos de comparación de portadoras. En ambos amplificadores se utilizan circuitos convencionales de FI (amplificadores de baja frecuencia y de portadora de la FI_2), excepto en los filtros. El filtro en el canal de banda lateral debe permitir una banda pasante de 100,1 a 103 Kc/s, correspondiente a las frecuencias de la banda lateral superior, y tener un corte muy agudo en el costado inferior de este rango de frecuencias, de manera de rechazar la frecuencia de la portadora. El canal de portadora y su filtro asociado deben estar agudamente sintonizados a la frecuencia de 100 Kc/s correspondiente a la portadora.

La salida del amplificador de baja frecuencia (canal de banda lateral) se aplica al demodulador balanceado de baja frecuencia, conjuntamente con la salida de inserción de portadora del canal respectivo, y del oscilador de referencia. Obsérvese que la frecuencia de 100 Kc/s del oscilador de referencia corresponde a la frecuencia de la portadora (si está presente), la cual fue rechazada por la red de filtro del amplificador de baja frecuencia. Puesto que el canal de señal de banda lateral contiene únicamente estas frecuencias, no puede ser detectado correctamente con el diodo convencional, o detector de envolvente, debido a que no está presente la envolvente completa. Para permitir la detección correcta, el oscilador de 100 Kc/s reinserta la portadora necesaria.

Si se recibe una portadora piloto, puede utilizarse en lugar de la salida del oscilador de 100 Kc/s para la reinserción de portadora. Sin embargo, puesto que su amplitud está reducida en gran medida, primero debe ser reacondicionada y amplificada hasta la misma intensidad relativa de la portadora de modulación original (del transmisor) para evitar los mismos efectos que produciría la sobremodulación del transmisor y una severa distorsión. A fin de conseguir la relación correcta para la demodulación, la sección amplificadora de portadora debe ser capaz de entregar una tensión de salida constante de aproximadamente 10 veces la tensión de la banda lateral. Esta salida se aplica a la entrada de portadora del demodulador balanceado.

En condiciones de "fading" selectivo, cuando la portadora está sometida a severo desvanecimiento mientras la banda lateral no está afectada por el mismo, es preferible el empleo del oscilador de 100 Kc/s para reinserción de portadora. Por supuesto, el empleo de este oscilador es una necesidad para la recepción de señales de portadora suprimida. En el diagrama en bloques del receptor, se indica una llave para la selección de la portadora recibida reacondicionada, o la salida de portadora de inserción generada localmente.

Para proveer la estabilidad necesaria se acostumbra utilizar en este circuito un oscilador a cristal altamente estable. Su salida debe ser ele-

"diversity". Estos sistemas utilizan variedades de circuitos electrónicos para proveer las características operacionales deseadas.

15-6 RESUMEN

La utilidad de las comunicaciones en banda lateral única se ha hecho más evidente en los últimos años, por las condiciones de aglomeración existentes en el espectro de radiofrecuencias de comunicaciones. Los principios de la banda lateral única se conocen y se han utilizado en aplicaciones telefónicas durante una cantidad de años. Con el advenimiento de técnicas de circuito mejoradas, el empleo de banda lateral única y doble banda lateral se está haciendo más popular como medio de comunicaciones en la banda de frecuencias elevadas.

Una consideración importante en cualquiera de los métodos de producción y recepción de la señal monobanda lateral es la estabilidad de las partes de generación de frecuencias del sistema. El empleo de moduladores y demoduladores balanceados, o circuitos de desplazamiento de fase, son los métodos más comunes de inserción y eliminación de la portadora en equipos tanto civiles como militares.

CUESTIONARIO

1. Defina el término comunicaciones por banda lateral única.
2. Establezca la relación entre las potencias máximas requeridas para lograr la transmisión sobre una distancia dada, para un transmisor normal de MA y uno de banda lateral única de portadora suprimida.
3. ¿Cuál es la ventaja teórica en la relación señal- ruido proclamada para el receptor de banda lateral única, sobre el del sistema convencional de MA?
4. ¿Contiene la onda portadora de la señal de radiodifusión irradiada convencionalmente de MA, algo de la información de modulación?
5. Si la frecuencia del último oscilador de traslación en un sistema de banda lateral única con portadora suprimida se ajusta a 6,9 Mc/s y la señal de banda lateral de entrada al último modulador balanceado es de 3,1 a 3,103 Mc/s, ¿cuál es la frecuencia de la banda lateral superior resultante que se transmite?
6. Nombre tres tipos de sistemas de BLU que empleen algún medio de inclusión de una parte de la portadora fundamental en la señal irradiada.
7. ¿Qué es la transmisión de banda lateral vestigial y en qué se la utiliza más comúnmente?
8. Describa dos sistemas fundamentales utilizados en la generación de la señal de BLU.
9. ¿Cuál de los dos sistemas, el de filtro o el de desplazamiento de fase, produce una operación más segura?
10. ¿Se puede sincronizar el receptor de un sistema de BLU, mediante algún arbitrio, con el transmisor? Si la respuesta es afirmativa establezca cómo.

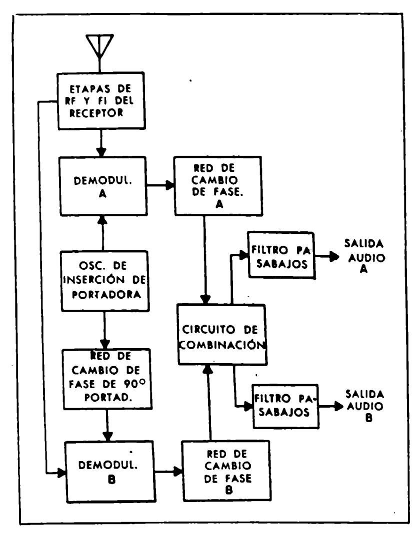


Figura 15-13. Método de detección por desplazamiento de fase

90° antes de ser aplicada a uno de ellos. Por lo tanto, la salida de los dos demoduladores balanceados estará en una relación de cuadratura entre sí. Cada salida se aplica a su propia red de desplazamiento de fase de banda ancha, o de audio. El grado de desplazamiento de fase en cada red (entrada a salida), variará hasta algunos cientos de grados; sin embargo, entre las salidas de las dos redes se mantiene una diferencia de fase de 90° sobre la banda total de audiofrecuencia deseada como banda pasante del receptor. Las frecuencias ligeramente por encima y por debajo de los límites de diseño del filtro podrán pasar, pero pueden estar un poco distorsionadas en razón de un desplazamiento de fase mayor o menor de 90°.

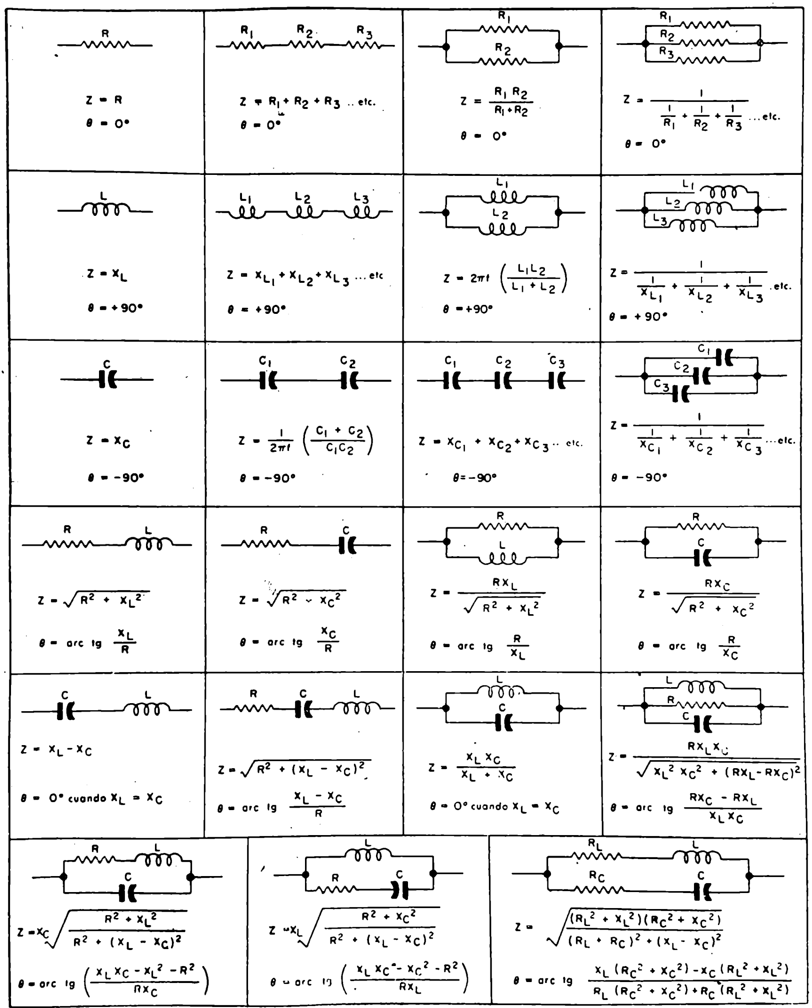
La red de desplazamiento de fase en el circuito de entrada de señal de oscilador de portadora a los demoduladores, y las dos redes de desplazamiento de fase de audio en los circuitos de salida de los mismos, son similares a los circuitos utilizados para el modulador del tipo de desplazamiento de fase del transmisor. La salidas de las dos redes de audio contienen componentes en fase y fuera de fase, de las audiofrecuencias derivadas de una u otra o ambas bandas laterales, que se aplican a una red de combinación resistiva. La elección de banda lateral por la red de combinación está determinada por las conexiones de dicha red a las salidas de las redes de desplazamiento de fase de audiofrecuencia. Cuando estas salidas son seguidores catódicos, es posible una disposición sencilla. Cuando ambos extremos de la red de combinación se conectan a ambos circuitos de cátodo, las componentes de una de las bandas laterales se suman vectorialmente en la red, y las componentes de la otra banda se anulan. La banda lateral que se anule dependerá de la polaridad del desplazamiento de fase de la portadora, del demodulado ra que se aplique el desplazamiento, de la polaridad de los desplazamientos de fase de audio en relación a sus entradas y de sus relaciones entre sí. Sin embargo, la elección de la otra banda lateral se efectúa fácilmente, mediante la inversión de cualquiera de estos desplazamientos de fase, o por la selección de salida sobre el circuito de placa de una de las redes de audio, en lugar de hacerlo de su circuito de cátodo. Mediante este proceso se agrega el desplazamiento de fase de 180° entre los circuitos de placa y cátodo de la válvula, al desplazamiento total que aparece a la salida. Este último método es el preferible, y ambose se efectúan mediante una llave de conmutación.

La anulación completa ocurre cuando una banda lateral, o una componente de banda lateral aparece a la salida del canal B con la misma amplitud que la salida del canal A, pero exactamente 180° fuera de fase con ella.

15-5 OTRAS DISPOSICIONES DE SISTEMAS DE BANDA LATERAL ÚNICA

En esta exposición relativamente corta sobre los principios fundamentales de las técnicas de transmisión y recepción de banda lateral única, se han considerado únicamente las disposiciones de circuito más importantes que pueden utilizarse para proporcionar este modo de comunicaciones. En ambos métodos, el de filtro y el de desplazamiento de fase para la recepción de BLU, pueden efectuarse cambios y adicionarse circuitos para permitir que estos sistemas lleguen a ser receptores de doble banda lateral, o de canal dual, es decir, que puedan recibir dos informaciones separadas simultáneamente; una sobre la banda lateral superior y la otra sobre la inferior.

Además, existen otros tipos de transmisión de BLU, como los de eliminación y restauración de la envolvente, y otros tipos de sistemas de recepción, tales como el receptor sincrónico y el sistema



IMPEDANCE CHART

Apéndice A

FÓRMULAS

Ley de Ohm para circuitos de C.C.

Cuando se dan dos valores de circuitos de continua, el valor desconocido se puede determinar mediante la aplicación de las fórmulas de la Ley de Ohm para ellos:

$$I = \frac{E}{R} \qquad I = \frac{P}{E} \qquad I = \sqrt{\frac{P}{R}}$$

$$E = IR \qquad E = \frac{P}{I} \qquad E = \sqrt{PR}$$

$$R = \frac{E}{I} \qquad R = \frac{E^2}{P} \qquad R = \frac{P}{I^2}$$

$$P = EI \qquad P = I^2 R \qquad P = \frac{E^2}{R}$$

donde:

I = corriente en ampere
E = potencial en volt
R = resistencia en ohm
P = potencia en watt

Cuando se dan dos valores de circuitos de alterna, el valor desconocido se puede determinar mediante la aplicación de las fórmulas de la Ley de Ohm para estos circuitos:

$$I = \frac{E}{Z} \qquad I = \frac{P}{E \cos\theta} \qquad I = \sqrt{\frac{P}{Z \cos\theta}}$$

$$E = IZ \qquad E = \frac{P}{I \cos\theta} \qquad E = \sqrt{\frac{PZ}{\cos\theta}}$$

$$Z = \frac{E}{I} \qquad Z = \frac{E^2 \cos\theta}{P} \qquad Z = \frac{P}{I^2 \cos\theta}$$

$$P = EI \cos\theta \qquad P = I^2 Z \cos\theta \qquad P = \frac{E^2 \cos\theta}{Z}$$

$$P = I^2 R$$

donde:

I = corriente en ampere
E = potencial en volt
Z = impedancia en ohm
R = resistencia en ohm
P = potencia en watt
θ = ángulo de fase en grados (ver: ÁNGULO DE FASE Y FACTOR DE POTENCIA)

Resistencia

Resistores en serie:

$$R_t = R_1 + R_2 + R_3 + R_4 \ldots$$

Resistores en paralelo:

$$R_t = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \ldots}$$

Dos resistores en paralelo:

$$R_t = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Capacitancia

Capacitores en paralelo:

$$C_t = C_1 + C_2 + C_3 + C_4 \ldots$$

Capacitores en serie:

$$C_t = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4} \ldots}$$

Dos capacitores en serie:

$$C_t = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Cantidad de electricidad almacenada en un capacitor:

$$Q = CE$$

donde:

Q = cantidad almacenada, en coulomb
E = potencial a través del capacitor, en volt.
C = capacidad, en farad

Capacitancia de un capacitor de placas paralelas:

$$C = 0{,}08842 \frac{KS\,(N\text{-}1)}{d}$$

donde:

C = capacitancia en µµf
K = constante dieléctrica
S = superficie de una placa en centímetros cuadrados*
N = número de placas
d = espesor del dieléctrico en centímetros*

* Si los valores de S y *d* se dan en pulgadas, se debe cambiar la constante 0,08842 por 0,2244.

Inductores en paralelo con campos oponiéndose:

$$L_o = \frac{1}{\frac{1}{L_1 - M} + \frac{1}{L_2 - M}}$$

donde:

L_a = inductancia total con los campos reforzándose

L_o = inductancia total con los campos oponiéndose

L_1, L_2 = autoinductancia de la bobina

Inductancia mutua

La inductancia mutua entre dos bobinas de RF acopladas está dada por:

$$M = \frac{L_a - L_o}{4}$$

donde:

M = inductancia mutua

L_a = inductancia total de L_1 y L_2 con los campos reforzándose

L_o = inductancia total de L_1 y L_2 con los campos oponiéndose

Inductancia de bobinas pequeñas con núcleo de aire

Para bobinas de una sola capa:

$$L = \frac{(rN)^2}{9r + 10l}$$

y

$$N = \frac{\sqrt{L(9r + 10l)}}{r}$$

Para bobinas con arrollamientos en capas múltiples:

$$L = \frac{0{,}8\,(rN)^2}{6r + 9l + 10b}$$

Para bobinas de una sola capa plana

$$L = \frac{(rN)^2}{8r + 11b}$$

donde:

L = autoinductancia en microhenry

N = número total de espiras

r = radio medio, en pulgadas

l = longitud de la bobina en pulgadas

b = profundidad de la bobina en pulgadas

Coeficiente de acoplamiento

Cuando dos bobinas de RF están acopladas inductivamente, el coeficiente de acoplamiento está dado por:

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

donde:

K = coeficiente de acoplamiento (K × 100 = coeficiente de acoplamiento en %)

M = inductancia mutua

L_1, L_2 = autoinductancia de la bobina

Reactancia

Reactancia inductiva:

$$X_L = 2\pi f L$$

Reactancia capacitiva:

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C} \quad \text{ó} \quad X_c = \frac{0{,}159}{fC}$$

donde:

X_L = reactancia inductiva, en ohm

X_c = reactancia capacitiva, en ohm

f = frecuencia, en ciclos

L = inductancia, en henry

C = capacitancia, en farad

$2\pi = 6{,}28$

Resonancia

Cuando X_L es igual a X_c, el circuito es resonante en una frecuencia particular. Combinando las dos fórmulas de reactancia se encuentra que la fórmula para la frecuencia de resonancia es:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{ó} \quad f_r = \frac{0{,}159}{\sqrt{LC}}$$

también: $$L = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 C}$$

y: $$C = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 L}$$

donde:

f_r = frecuencia de resonancia, en ciclos

L = inductancia, en henry

C = capacitancia, en farad

$2\pi = 6{,}28$

$2\pi^2 = 39{,}5$

Longitud de onda y frecuencia

para la conversión de frecuencia a longitud de onda:

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{f} \text{ (metros)}$$

donde: f = frecuencia en ciclos

también; $$\lambda = \frac{3 \times 10^5}{f} \text{ (metros)}$$

donde: f = frecuencia en Kc/s

Y: $$\lambda = \frac{300}{f} \text{ (metros)}$$

donde: f = frecuencia en megaciclos

Capacitancia de un alambre paralelo a tierra:

$$C = \frac{7{,}354l}{\log_{10}\frac{4h}{d} - S}$$

donde:

C = capacitancia en μμf
L = longitud en pies
h = altura sobre la tierra en pies
d = diámetro del alambre en pies
S = una constante (ver tabla 1)

Capacitancia a tierra de alambres paralelos a la misma altura y unidos entre sí:

$$C = \frac{7{,}36l}{F}$$

donde:

C = capacitancia en μμf

$$F = \frac{P + (n-1)\,Q}{n} - S_n$$

$$P = \log_{10}\frac{4h}{d} - S$$

$$Q = \log_{10}\frac{2h}{D} - S$$

l = longitud del alambre (supuesta la misma para todos los alambres)
h = altura sobre la tierra, en pies
d = diámetro del alambre, en pies
n = número de alambres

TABLA 1
VALORES PARA LA CONSTANTE S *

$2h/l$	S	$l/2h$	S	$l/2h$	S
0	0	1.00	0.336	0.50	0.541
0.1	0.042	0.95	0.350	0.45	0.576
0.2	0.082	0.90	0.364	0.40	0.617
0.3	0.121	0.85	0.379	0.35	0.664
0.4	0.157	0.80	0.396	0.30	0.721
0.5	0.191	0.75	0.414	0.25	0.790
0.6	0.223	0.70	0.435	0.20	0.874
0.7	0.254	0.65	0.457	0.15	0.990
0.8	0.283	0.60	0.482	0.10	1.155
0.9	0.310	0.55	0.510	0.05	1.445
1.0	0.336	0.50	0.541		

* Utilice $2h/l$ o bien $l/2h$, ya que cualquiera de los dos es menor que la unidad.

TABLA 2
VALORES PARA LA CONSTANTE S_n

n	S_n	n	S_n	n	S_n	n	S_n
2	0	8	0.347	14	0.550	20	0.688
3	0.067	9	0.388	15	0.576	30	0.847
4	0.135	10	0.425	16	0.601	40	0.970
5	0.197	11	0.460	17	0.625	50	1.063
6	0.252	12	0.492	18	0.647	100	1.357
7	0.302	13	0.522	19	0.668		

TABLA 3
VALORES PARA LA CONSTANTE k *

h'/m	k	h'/m	k	m/h'	k
—	—	0.3	0.280	1.0	0.207
0.02	0.403	0.4	0.261	0.9	0.202
0.04	0.384	0.5	0.247	0.8	0.196
0.06	0.369	0.6	0.236	0.7	0.190
0.08	0.356	0.7	0.227	0.6	0.184
0.10	0.345	0.8	0.219	0.5	0.177
0.15	0.323	0.9	0.2125	0.4	0.170
0.20	0.305	1.0	0.207	0.3	0.162
0.25	0.291	—	—	0.2	0.153
0.30	0.280	—	—	0.1	0.144
—	—	—	—	0	0.133

* Utilice h'/m o bien m/h', ya que cualquiera de los dos es menor que la unidad.

D = espaciamiento entre alambres adyacentes (supuesta la misma para todos los pares adyacentes)
S = una constante (ver tabla 1)
S_n = una constante (ver tabla 2)

Nota: Esta fórmula supone que la relación D/d es grande.

Capacitancia a tierra de un alambre vertical:

$$C = \frac{7{,}36m}{\log_{10}\frac{2h'}{d} - k}$$

donde:

C = capacitancia en μμf
m = longitud del alambre vertical, en pies
h' = altura del extremo inferior del alambre sobre la tierra, en pies
d = diámetro del alambre en pies
k = una constante (ver tabla 3)

Autoinductancia

Inductores en serie:

$$L_t = L_1 + L_2 + L_3 + L_4 \ldots$$

dos inductores en paralelo:

$$L_t = \frac{1}{\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \frac{1}{L_4} \ldots}$$

Inductancias acopladas

Inductores en serie con campos reforzándose:

$$L_a = L_1 + L_2 + 2M$$

Inductores en serie con campos oponiéndose:

$$L_o = L_1 + L_2 + 2M$$

Inductores en paralelo con campos reforzándose:

$$L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_1 + M} + \frac{1}{L_2 + M}}$$

neral, únicamente, en el valor de resonancia de las reactancias. Por lo tanto:

$$Q = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}$$

donde:

Q — número de mérito
X_L — reactancia inductiva, en ohm
X_C — reactancia capacitiva, en ohm
R_L — resistencia en ohm, en serie con el inductor del circuito R-L
R_C — resistencia en ohm, en serie con el capacitor del circuito R-C
L — inductancia, en henry
C — capacitancia, en farad

En un circuito sintonizado simple, el Q se puede determinar mediante la relación entre la frecuencia de resonancia y el ancho de banda entre puntos de 3-db (de potencia mitad). Cuando:

$$\frac{E}{E_o} = 0{,}707 \text{ (3 db más abajo)}$$

entonces: $$Q = \frac{f_r}{2\Delta f}$$

donde:

Q = número de mérito
f_r = frecuencia de resonancia
Δf = desviación de la frecuencia de resonancia
$2\Delta f$ = ancho de banda (ancho entre los dos puntos de potencia mitad)

Ángulo de fase

El ángulo de fase es el ángulo, expresado en grados, en el cual la corriente se atrasa a la tensión en un circuito inductivo, o se adelanta a la tensión en un circuito capacitivo. Para circuitos reactivos puros, sin resistencia (un concepto teórico), la corriente se atrasa en 90° en uno capacitivo.

En un circuito resonante donde $X_L - X_C$, la reactancia total es resistiva y el ángulo de fase es 0°. En forma similar, en un circuito integrado sólo por resistencia, la corriente y la tensión están *en fase* y el ángulo de fase es 0°.

En circuitos serie que continenen reactancia y resistencia, el ángulo de fase es igual al ángulo cuya tangente se indica mediante la relación:

$$\frac{X}{R}$$

y se expresa mediante

$$\theta = \text{arc tg} \frac{X}{R}$$

donde:

X = reactancia inductiva o capacitiva, en ohm
R = resistencia no reactiva, en ohm
arc tg = "el ángulo cuya tangente es..."

En circuitos paralelo conteniendo reactancia y resistencia, el ángulo de fase es igual al ángulo cuya tangente está indicada por la relación

$$\frac{R}{X}$$

y se expresa por

$$\theta = \text{arc tg} \frac{R}{X}$$

Las fórmulas de ángulo de fase para diversas combinaciones de R, X_L y X_C, en serie, paralelo y circuitos serie-paralelo, se pueden encontrar en la CARTA DE IMPEDANCIA.

Factor de potencia

El factor de potencia de un circuito de C.A. es igual a la relación de la potencia verdadera en watt, a la potencia aparente en volt-ampere. Puesto que

$$P = EI \cos\theta$$

y $$P_a = EI$$

resulta: $$FP = \frac{EI \cos\theta}{EI}$$

o bien $$FP = \cos\theta$$

donde:
FP = factor de potencia
P = potencia verdadera
P_a = potencia aparente
θ = ángulo de fase

Ejemplo, utilizando el ángulo de fase y factor de potencia:

Un circuito serie tiene una reactancia inductiva de 100 ohm y una resistencia no reactiva de 100 ohm. Determine el ángulo de fase.

$$\theta = \text{arc tg} \frac{X}{R} = \text{arc tg} \frac{100}{100} = \text{arc tg } 1$$

De la tabla de funciones trigonométricas naturales

arc tg = 45°
por lo tanto, $\theta = 45°$ (en atraso)
siendo que: $FP = \cos\theta$
y que $\cos 45° = 0{,}707$
resulta: $EP = 0{,}707$, o en porciento, 70,7 %

En consecuencia, la potencia verdadera en watt en el circuito descripto será la resultante de

$$P = EI \cos\theta = EI \times 0{,}707 \text{ watt}$$

Para la conversión de longitud de onda a frecuencia:

$$f = \frac{3 \times 10^8}{\lambda} \text{ (ciclos)}$$

También: $$f = \frac{3 \times 10^5}{\lambda} \text{ (kilociclos)}$$

Y: $$f = \frac{300}{\lambda} \text{ (megaciclos)}$$

donde: λ = longitud de onda en metros

Conductancia

La conductancia en un circuito de C.C. es la recíproca de la resistencia y se expresa mediante:

$$G = \frac{1}{R}$$

a la inversa:

$$R = \frac{1}{G}$$

donde: G = conductancia, en mho
R = resistencia, en ohm

Cuando se conectan resistores en paralelo en un circuito de C.C., la conductancia total está dada por:

$$G_t = G_1 + G_2 + G_3 + G_4 \ldots$$

y la corriente total por:

$$I_t = EG_t$$

En términos de conductancia, la Ley de Ohm se puede establecer como sigue:

$$I = EG$$

Y: $$E: = \frac{I}{G}$$

Susceptancia

La susceptancia de un circuito serie de C.A. se expresa mediante:

$$B = \frac{X}{R^2 + X^2}$$

donde: B = susceptancia, en mho
R = resistencia, en ohm
X = reactancia, en ohm

Admitancia

La admitancia de un circuito de C.A. se expresa mediante:

$$Y = \frac{1}{\sqrt{R^2 + X^2}}$$

Puesto que la admitancia es la recíproca de la impedancia:

$$Y = \frac{1}{Z}$$

también: $$Y = \frac{I}{E}$$

donde: Y = admitancia, en mho
R = resistencia, en ohm
E = potencial, en volt
I = corriente, en ampere
X = reactancia, en ohm
Z = impedancia, en ohm

Impedancia

Cuando se dan los valores de R, X_L y X_C, la impedancia en ohm y el ángulo de fase se pueden calcular mediante las siguientes fórmulas:

Para un circuito serie de C.A.:

$$Z_t = \sqrt{R_t^2 + X_t^2}$$

Y: $$\theta = \text{arc tg} \frac{X_L - X_C}{R}$$

Para un circuito paralelo de C.A.

$$Z_t = \frac{1}{\sqrt{G_t^2 + B_t^2}}$$

Y: $$\theta = \text{arc tg} \frac{RX_C - RX_L}{X_L X_C}$$

donde:
Z = impedancia, en ohm
R_t = resistencia total del circuito, en ohm
X_t = $(X_L - X_C)$ reactancia total del circuito, en ohm
G_t = conductancia total del circuito, en mho
B_t = susceptancia total del circuito, en mho
θ = ángulo de fase, en grados

Factor Q

El Q es un número de calidad o de mérito que se utiliza ampliamente en el diseño de equipos electrónicos. El término se puede aplicar a un simple componente, tal como una bobina o un capacitor, o puede aplicarse también a un circuito completo integrado por una cantidad de componentes resistivos, inductivos o capacitivos. El factor Q es la relación entre reactancia y resistencia, y para un inductor, o un circuito que posea inductancia y resistencia, se lo expresa como:

$$Q = \frac{X_L}{R_L}$$

Para un capacitor o un circuito que posea capacitancia y resistencia:

$$Q = \frac{X_C}{R_C}$$

Cuando un circuito contiene una cambinación de reactancia inductiva y capacitancia tanto como resistencia, el Q de tal circuito se expresa por lo ge-

BIBLIOGRAFÍA UTILIZADA COMO REFERENCIA

TEXTOS

1. *Principles of Radio,* Henney and Richardson, John Wiley and Sons, Sixth Edition, 1955.
2. *Elements of Radio,* Marcus and Horton, Prentice-Hall, Second Edition, 1949.
3. *Practical Radio Communication,* Nilson and Hornung, McGraw-Hill, Second Edition, 1943.
4. *Fundamentals of Radio,* Terman, McGraw-Hill, 1938.
5. *F-M Simplified,* Kiver, D. Van Nostrand, 1947.
6. *F-M Transmission and Reception,* Rider and Uslan, John F. Rider, 1948.
7. *Transistors Handbook,* Bevitt, Prentice-Hall, 1955.
8. *Transistors in Radio and Television,* Kiver, McGraw-Hill, 1956.

MANUALES DE INSTRUCCIÓN TÉCNICA

1. *Homestudy Course Device, 26-K-21,* U.S. Naval Training Devices Center, 1957.
2. *Electronic Power Supplies,* Department of the Army, 1951, TM 11-663.
3. *C-W and A-M Radio Transmitters and Receivers,* Department of the Army, 1952, TM 11-665.
4. *F-M Transmitters and Receivers,* Department of the Army, 1952, TM 11-668.
5. *Troubleshooting and Repair of Radio Equipment,* Department of the Army, 1958, TM 14-4000.
6. *Basic Theory and Application of Transistors,* Department of the Army, 1959, TM 11-690.
7. *Radio Communication System Measurements,* Philco Corporation, 1952, AN-252.
8. *Electronic Circuit Directory,* Philco Corporation, 1953, AN-296.
9. *Antennas,* Volume 1, Philco Corporation, 1956, AN-374.
10. *Single Sideband Communications,* Philco Corporation, 1957, AN-401.
11. *Field Engineers' Data Handbook,* Philco Corporation, 1957, AN-407.
12. *Basic Electronic Circuits and Systems Training Course,* Philco Corporation, 1957, AN-217/218.

Válvulas de vacío

La resistencia dinámica de placa, r_p, de una válvula electrónica es la resistencia de la vía o trayecto que recorren los electrones entre cátodo y placa. Puede calculársela efectuando una pequeña variación en la tensión de placa y dividiendo ésta por la variación correspondiente de la corriente de placa, con la tensión de reja mantenida en un valor constante. La resistencia dinámica de placa (r_p) en ohm está dada por:

$$r_p = \frac{\Delta E_p}{\Delta I_p}$$

con E_g constante.

El factor de amplificación, μ, de una válvula de vacío es la relación de la variación de la tensión de placa, a la variación opuesta en la tensión de reja, necesaria para mantener la corriente de placa en un valor constante. El valor numérico de μ está dado por:

$$\mu = \frac{\Delta E_p}{\Delta E_g}$$

con I_p constante:

La transconductancia, o conductancia mutua g_m de una válvula de vacío, es igual al factor de amplificación dividido por la resistencia de placa. En consecuencia, la transconductancia es igual a la variación de la corriente de placa, dividida por la variación de la tensión de reja, con la tensión de placa mantenida en un valor constante. La transconductancia (g_m), en mho, está dada por:

$$g_m = \frac{\mu}{r_p} = \frac{\Delta E_p / \Delta E_g}{\Delta E_p / \Delta I_p}$$

o bien:

$$g_m = \frac{\Delta I_p}{\Delta E_g}$$

con E_p constante.

La amplificación de tensión, o ganancia de tensión de una válvula en un circuito con cátodo a masa está expresada por:

$$A = \frac{\mu R_L}{R_L + r_p}$$

y también por

$$A = \frac{g_m R_L r_p\ *}{10^6 (R_L + r_p)}$$

En casos donde $r_p >> R_L$, la fórmula se puede simplificar a la siguiente:

$$A = g_m R_L$$

* En esta fórmula, g_m se expresa en micromho.

La ganancia de tensión de una válvula en un circuito de placa a reja, se expresa por:

$$A = (1 + \mu) \frac{R_L}{R_L + r_p}$$

La ganancia de tensión de una válvula en un circuito de placa a masa (seguidor catódico) está dada por:

$$A = \frac{R_L}{r_p + (1 + \mu) R_L}$$

donde:

- r_p = resistencia dinámica de placa, en ohm
- E_p = tensión de placa
- E_g = tensión de reja
- I_p = corriente de placa
- μ = factor de amplificación
- g_m = transconductancia en mho (multiplicar por 10^6 la transconductancia expresada en micromho)
- R_L = resistencia de carga en ohm
- A = ganancia de la válvula
- Δ = variación en valor, ya sea en aumento o disminución.

La ganancia de tensión de un amplificador con realimentación está dada por:

$$\text{ganancia con realimentación} = \frac{A}{1 - A\beta}$$

donde:

- A = ganancia del amplificador sin realimentación
- β — fracción de la tensión de salida que se realimenta

Si la expresión $1 - A\beta$ es menor que la unidad, se dice que la realimentación es regenerativa. Este tipo de realimentación, común en circuitos osciladores, no se utiliza en los amplificadores convencionales por la distorsión que introduce. De allí que en los amplificadores, la realimentación sea negativa y la fracción de la tensión de salida que se realimenta, es $-\beta$. Para la realimentación negativa entonces, la fórmula resulta:

$$\text{Ganancia con realimentación negativa} = \frac{A}{1 + A\beta}$$

En consecuencia, la expresión $1 + A\beta$ es mayor que la unidad y la realimentación es degenerativa. Cuando la ganancia de la etapa, A, es grande comparada con la unidad, la fórmula se puede expresar mediante:

$$\text{Ganancia con realimentación negativa} = \frac{1}{\beta}$$

Indice de Materias

Pág.

D

F

G

H

I

L

M

N

Indice general

La presente edición se terminó de imprimir en junio de 1970 en los Talleres Gráficos de la Compañía General Fabril Financiera, S. A., Iriarte 2035, Buenos Aires, República Argentina